Universitatea POLITEHNICA din Bucuresti
Facultatea de Electrotehnica
Catedra de Masini, Materiale si Actionari Electrice

Mihaela MOREGA

MASINI si ACTIONARI ELECTRICE

NOTE DE CURS

curs adresat specializarilor ingineresti in afara ingineriei electrice (stiinte aplicate, inginerie economica, inginerie mecanica)

2006 - 2007

Cuprins

1. Introducere

1.1. Instalații şi sisteme de acționări cu maşini electrice în economie
1.2. Elemente constructive generale ale maşinilor electrice. Materiale electrotehnice
1.3. Caracterizare generală a regimurilor de funcționare a maşinilor electrice
1.4. Elemente generale ale unui sistem de acționare cu motor electric
1.5. Stabilitatea statică a unui sistem de acționare cu motor electric
1.6. Criterii de alegere a motorului electric într-un sistem de acționare

2. Structuri electromagnetice statice. Transformatoare. Electromagneți. Bobine de reactanță

2.1 Analiza generală a structurilor electromagnetice de tip bobină cu miez feromagnetic
2.2. Transformatorul electric de putere
2.2.1. Construcția şi principiul de funcționare
2.2.2. Ecuațiile de funcționare în teoria tehnică, schema echivalentă şi diagrama de fazori
2.2.3. Regimurile de funcționare în gol şi scurtcircuit. Funcționarea în sarcină
2.2.4. Bilanțul de puteri şi randamentul
2.2.5. Transformatorul trifazat. Scheme şi grupe de conexiuni
2.3. Transformatoare pentru alimentarea instalațiilor de redresare
2.4. Autotransformatorul
2.5. Transformatoare pentru schimbarea numărului de faze
2.6. Transformatoare de măsură
2.7. Transformatoare de sudare
2.8. Bobine de inducție
2.9. Relee electromagnetice

3. Maşini electrice rotative de curent alternativ

3.1. Elemente generale
3.1.1. Clasificare. Elemente generale de construcție
3.1.2. Câmpuri magnetice alternative şi învârtitoare
3.1.3. Tensiuni electromotoare induse în înfăşurările maşinilor de curent alternativ
3.1.4. Cuplul electromagnetic în maşinile de curent alternativ
3.1.5. Reacția magnetică a indusului în maşinile de curent alternativ
3.2. Maşina asincronă (de inducție) trifazată
3.2.1. Elemente constructive specifice. Principiul de funcționare. Domeniu de utilizare.
3.2.2. Ecuațiile de funcționare şi schemele echivalente pentru motorul asincron în regimul staționar.
3.2.3. Bilanțul de puteri şi randamentul motorului asincron.
3.2.4. Cuplul electromagnetic şi caracteristica mecanică. Stabilitatea statică
3.2.5. Caracteristici de funcționare a motorului asincron trifazat
3.2.6. Pornirea reglajul de turație şi frânarea
3.2.7. Motorul asincron monofazat
3.2.8. Motorul asincron liniar

3.3. Maşina sincronă trifazată
- 3.3.1. Elemente constructive specifice. Domeniu de utilizare. Principiul de funcționare în regim de generator şi motor
- 3.3.2. Regimurile staționare de generator şi motor ale maşinii sincrone. Ecuații, scheme echivalente, diagrame de fazori
- 3.3.3. Puterea şi cuplul electromagnetic produse în maşina sincronă. Caracteristica mecanică. Stabilitatea în funcționare
- 3.3.4. Maşina sincronă conectată la rețea. Schimbul de puteri. Compensatorul sincron
- 3.3.5. Bilanțul de puteri active şi randamentul maşinii sincrone
- 3.3.6. Caracteristicile de funcționare ale generatorului sincron pe rețea proprie
- 3.3.7. Caracteristicile electromecanice ale motorului sincron. Pornirea şi reglajul de turație.

4. Maşina de curent continuu

4.1. Construcția, regimurile şi principiul de funcționare
- 4.1.1. Elemente constructive. Simbolizare.
- 4.1.2. Tensiunea electromotoare indusă.
- 4.1.3. Cuplul electromagnetic
- 4.1.4. Caracterizarea regimurilor de motor şi generator. Domenii de utilizare

4.2. Caracteristica magnetică a maşinii de curent continuu

4.3. Fenomene electromagnetice specifice funcționării în sarcină a maşinii de c.c.
- 4.3.1. Reacția indusului
- 4.3.2. Comutația

4.4. Regimul staționar de generator
- 4.4.1. Ecuațiile de funcționare şi schema electrică
- 4.4.2. Bilanțul de puteri şi randamentul generatorului de c.c.
- 4.4.3. Caracteristici de funcționare. Aplicații tipice

4.5. Regimul staționar de motor
- 4.5.1. Ecuațiile de funcționare şi schemele electrice
- 4.5.2. Bilanțul de puteri şi randamentul motorului de c.c.
- 4.5.3. Caracteristici mecanice ale diferitelor tipuri de motoare de c.c.
- 4.5.4. Stabilitatea statică a motoarelor de c.c.
- 4.5.5. Pornirea motoarelor de c.c.
- 4.5.6. Reglajul turației motoarelor de c.c.
- 4.5.7. Frânarea motoarelor de c.c.

4.6. Funcționarea maşinilor de c.c. în instalații de acționare specifice aplicațiilor în transporturi
- 4.6.1. Asocierea în funcționare a maşinii de c.c. cu convertoare statice de frecvență
- 4.6.2. Maşini de c.c. utilizate în aparatura electrică auto

5. Maşini speciale

5.1. Generatorul sincron de medie frecvență (cu poli în ghiare)

5.2. Grupuri electrogene folosite pentru încălzirea vagoanelor de călători

5.3. Motorul pas cu pas

5.4. Selsinele

5.5. Motorul serie monofazat cu colector (motorul universal)

5.6. Motoare asincrone trifazate utilizate în tracțiunea electrică

Anexa I Lista simbolurilor utilizate în text. Denumire şi unitate de măsură
Anexa II Convenții uzuale. Reprezentări
Anexa III Breviar de electromagnetism
Anexa IV Categoriile de pierderi care apar în maşinile electrice
Anexa V Condiții normalizate în construcția şi funcționarea maşinilor electrice

Bibliografie

Anexa I Lista principalelor simboluri utilizate în text.

Simbol, denumire şi unitate de măsură

Mărimi electrice

i	intensitatea curentului electric	A	(Amper)
	$i(t)$ valoarea instantanee la momentul t ; expresia analitică a formei de undă		
	I valoarea efectivă sau valoarea din curent continuu		
u	tensiunea electrică	V	(Volt)
	$u(t)$ valoarea instantanee la momentul t ; expresia analitică a formei de undă		
	U valoarea efectivă sau valoarea din curent continuu		
e	tensiune electromotoare indusă	V	(Volt)
	$e(t)$ valoarea instantanee la momentul t ; expresia analitică a formei de undă		
	E valoarea efectivă sau valoarea din curent continuu		
wi	solenaţia unei înfăşurări	A	(Amper spiră)
R	rezistenţa electrică (a unui conductor)	Ω	(Ohm)
L	inductivitatea unei bobine	H	(Henry)
C	capacitatea electrică a unui condensator	F	(Faraday)
X	reactanţa electrică	Ω	(Ohm)
	$X_L = \omega L$ reactanţă inductivă (a unei bobine)		
	$X_C = 1/(\omega C)$ reactanţa capacitivă		
Z	impedanţa electrică	Ω	(Ohm)
	în complex $\underline{Z} = R + jX$;		
	valoarea modulului $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$		
S	puterea electrică aparentă	VA	(Volt Amper)
P	puterea electrică activă	W	(Watt)
Q	puterea electrică reactivă	VAr	(VA reactiv)
W_e	energia electrică	Ws	(Watt secundă)
		J	(Joule)
cosφ	factor de putere (defazajul dintre tensiune şi intensitatea curentului electric, dependent de caracterul impedanţei din circuit)	-	

Mărimi magnetice

Φ	fluxul magnetic	Wb	(Weber)
B ; b	inducția magnetică (modulul marimii vectoriale **B**, respectiv **b**)	T	(Tesla)
H	intensitatea câmpului magnetic (modulul marimii vectoriale **H**)	A/m	(Amper/metru)
u_m	tensiunea magnetică	A	(Amper)
W_m	energia magnetică	J	(Joule)
w_m	densitatea de energie magnetică	J/m^3	
$\mathcal{R}$	reluctanța magnetică	1/H	($Henry^{-1}$)

Alte mărimi

f	frecvența	Hz	(Hertz)
ω	pulsația	rad/sec	(radiani/secundă)
t	timpul	s	(secunde)
T	perioada de variație (în timp) a unei mărimi alternative	s	
D ; d	diametrul (referit de obicei ca diametru al unei armături de mașină rotativă sau la nivelul întrefierului unei astfel de mașini)	m	(metru)
L ; l	lungimea (dl elementul de lungime)	m	
p	numărul perechilor de poli	-	
a	numărul perechilor de căi de curent în paralel (la o înfăşurare de maşină rotativă)	-	
m	numărul de faze	-	
Z	numărul de crestături ale unei armături	-	
τ	pasul polar (diametral) $\tau = Z/(2p)$	nr. crestături	
	$\tau = 2\pi/(2p)$	rad	
	$\tau = \pi D/(2p)$	m	
w	numărul de spire ale unei înfăşurări	-	

η	randamentul	-
β	factorul de încărcare (la transformator)	-
α	coordonata unghiulara (referită de obicei la nivelul întrefierului unei maşini rotative)	rad (radian)
n	turația (unei armături rotorice sau a unui câmp învărtitor)	rot/sec (în tehnică rot/min)
Ω	viteza unghiulară $\Omega = 2\pi n$	rad/sec
v	viteza liniară	m/sec
M	cuplul electromagnetic sau mecanic	Nm (Newton metru)
F	forța electrodinamică (dF elementul de forță) (modulul marimii vectoriale **F**)	N (Newton)
J	momentul de inerție al maselor în rotație	Nms^2

Proprietăți de material

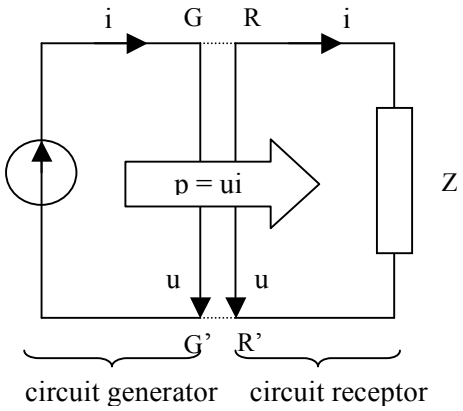
ρ_θ	rezistivitatea electrică a unui material conductor la temperatura θ	Ωm (Ohm metru)
μ	permeabilitatea magnetică (Pentru vid, respectiv aer, $\mu_o = 4\pi 10^{-7}$ H/m)	H/m (Henry/metru)

Anexa II Convenții uzuale. Reprezentări

Convenția asocierii polarităților curentului şi tensiunii la generatoare şi receptoare

Polaritățile tensiunii şi curentului la bornele unui **generator** sunt asociate astfel ca puterea pozitivă să fie cea care se transmite de la generator spre circuitul de sarcină (puterea este produsă de generator).

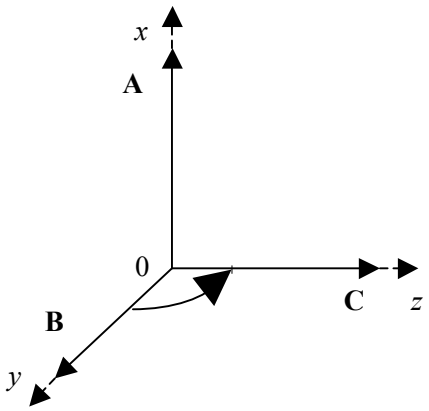
Polaritățile tensiunii şi curentului la bornele unui **receptor** sunt asociate astfel ca puterea pozitivă să fie cea care este absorbită de receptor de la sursa de alimentare.



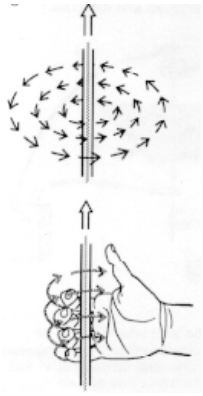
Exemple. Un **motor** electric este un receptor față de rețeaua care îl alimentează. Un **generator** electric este sursă de tensiune pentru un circuit consumator. **Transformatorul** electric are comportament de receptor în raport cu bornele înfăşurării primare şi generator în raport cu bornele secundare.

Convenții uzuale în electromagnetism

Sensul produsului vectorial. Vectorul **A** = **B** x **C** este orientat în direcția de înaintare a unui şurub (burghiu) drept care suprapune în mişcarea sa de rotație vectorul **B** peste vectorul **C** (pe drumul cel mai scurt). Dacă vectorii **B** şi **C** au direcțiile perpendiculare, se remarcă orientarea vectorilor **A**, **B**, **C** după axele unui triedru drept, respectiv ale sistemului de coordonate cartesian (Ox, Oy, Oz).

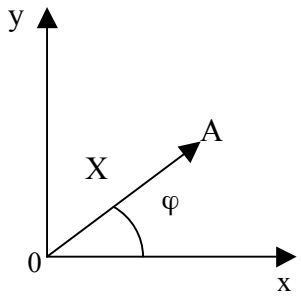


Regula mâinii drepte. Sensul liniilor de câmp magnetic produs de solenația unei bobine (conform legii circuitului magnetic) este dat, <u>în interiorul bobinei</u> de următoarea regulă: dacă se ține bobina în mâna dreaptă, cu degetele orientate pe direcția spirelor şi sensul curentului ieşind din vârful degetelor, atunci, degetul mare întins lateral indică sensul liniilor de flux magnetic în interiorul bobinei.
Se observă că se poate aplica şi regula burghiului drept, care este rotit în sensul curentului prin spire şi înaintează în sensul liniilor de câmp magnetic în interiorul bobinei.



Reprezentarea fazorială simplificată a mărimilor sinusoidale

Unei **mărimi sinusoidale** de forma $x(t) = \sqrt{2}X\sin(\omega t + \varphi)$ unde X este valoarea efectivă, $\omega = 2\pi f$ este pulsația, iar φ este defazajul față de originea reprezentării, i se poate asocia un **fazor polar**, reprezentat cu originea în originea sistemului de coordonate (xOy), având modulul OA = X şi formând cu axa Ox (originea de fază) unghiul φ, măsurat în sens trigonometric.



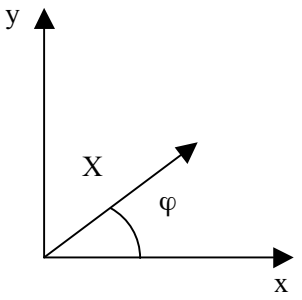
Operațiile între mărimi sinusoidale şi între acestea şi constante se aplică conform regulilor calculului vectorial.

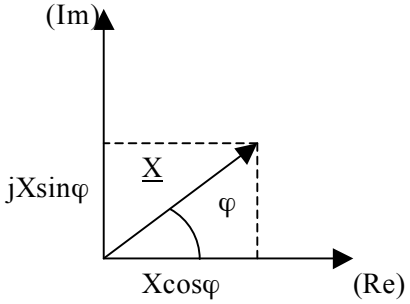
Reprezentarea mărimilor sinusoidale în complex simplificat

Unei mărimi sinusoidale de forma $x(t) = \sqrt{2}X\sin(\omega t + \varphi)$ i se asociază o mărime complexă, notată $\underline{X}$, numită **imagine în complex simplificat**, având modulul egal cu valoarea efectivă a mărimii sinusoidale $|\underline{X}| = X$ şi argumentul egal cu faza inițială φ, având expresia: $\underline{X} = Xe^{j\varphi} = X(\cos\varphi + j\sin\varphi)$.

Se poate face o comparație cu reprezentarea fazorială, punând în legătură axa Ox cu axa reală şi axa Oy cu axa imaginară din planul complex. Astfel, fazorului polar îi corespunde vectorul de poziție din planul complex, numit şi **fazor complex simplificat**, notat $\underline{X}$.

Operațiile algebrice de adunare, scădere, multiplicare cu o constantă, înmulțire cu alt





număr complex se aplică după regulile calculului în complex, cu mențiunea că a fost implicit acceptată condiția că se lucrează cu mărimi sinusoidale cu aceeaşi pulsație ω. Operatorii de derivare şi integrare aplicați mărimii sinusoidale se transpun în complex în felul următor:

x	→	$\underline{X}$
dx / dt	→	$j\omega\underline{X}$
∫ x dt	→	$\underline{X} / (j\omega)$

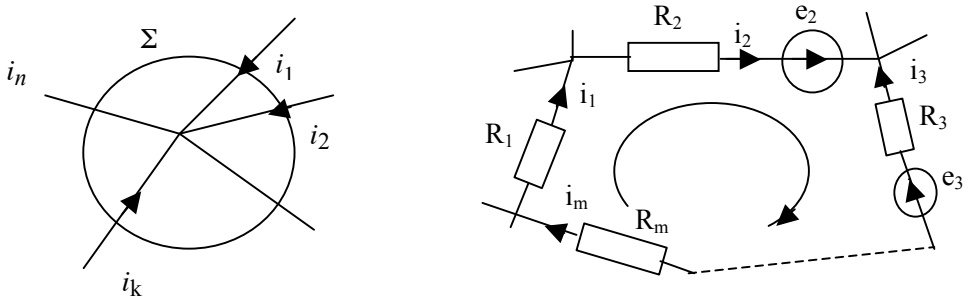
Reprezentarea în complex simplificat are marele avantaj că transformă ecuațiile integro-diferențiale, ce apar frecvent în regimul armonic al circuitelor electrice, în ecuații algebrice cu mărimi complexe, mai uşor de rezolvat.

Anexa III Breviar de electromagnetism

Teoremele lui Kirchhoff.

Teorema I a lui Kirchhoff pentru circuite electrice se referă la un nod al unei rețele electrice (punct de întâlnire a trei sau mai multe laturi de circuit) arătând că *suma algebrică a intensităților curenților care ies dintr-un nod de circuit în regim staționar este nulă;* semnul algebric al curenților care ies din suprafața închisă oarecare S ce înconjoară nodul este opus semnului curenților care intră prin aceeaşi suprafață (figura 1.a).

Teorema a II-a a lui Kirchhoff pentru circuite electrice se referă la un ochi (o buclă) de rețea (circuit electric închis), arătând că *suma algebrică a tensiunilor la borne în lungul unui contur închis într-un circuit electric în regim staționar este nulă*. Teorema se poate formula mai precis şi în modul următor: *suma algebrică a căderilor de tensiune în rezistențele laturilor care formează un contur într-un circuit electric în regim staționar este egală cu suma algebrică a t.e.m. ale surselor*. Semnul algebric al tensiunilor este pozitiv când sensul curentului, respectiv al t.e.m. induse, cioncide cu sensul de parcurgere a circuitului (figura 1.b).



$$\sum_{k=1}^{n} i_k = 0 \qquad \sum_{j=1}^{m} u_j = 0; \qquad \sum_{j=1}^{m} R_j i_j = \sum_{j=1}^{m} e_j$$

a. **b.**

Fig. 1. Explicativă pentru teoremele lui Kirchhoff.

Teoremele lui Kirchhoff au forme similare pentru circuitele magnetice, unde este valabilă relația de corespondență: tensiune electrică / tensiune magnetică; curent electric / flux magnetic.

Legea circuitului magnetic cunoscută sub denumirea de **Teorema lui Ampère** (1821), în forma corespunzătoare regimului cuasistaționar stabileşte relația dintre intensitatea curentului electric de conducție ce străbate un conductor filiform *i* şi câmpul magnetic **H** ce se produce în lungul unei curbe G închise în jurul conductorului (figura 2)

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{H} \cdot \mathbf{dl} = i$$

Liniile câmpului magnetic în această situație au forma unor cercuri în jurul conductorului, iar intensitatea câmpului magnetic într-un punct oarecare, la distanța R de conductor, are expresia

$$H = \frac{i}{2\pi R}$$

În structurile electromecanice (maşini, transformatoare, electromagneți, bobine de reactanță, etc.) configurația tipică (figura 3) este a unei bobine formată din w spire parcurse de curentul *i*, de cele mai multe ori încadrată într-un circuit magnetic format din zone de aer şi miez feromagnetic de permeabilitate magnetică mult mai mare decât a aerului ($\mu_{Fe} >> \mu_o$), deci cu reluctanță magnetică mult mai mică decât a porțiunilor de aer, la dimensiuni geometrice comparabile. Legea circuitului magnetic scrisă pentru un astfel de circuit magnetic (în care zona de miez feromagnetic este considerată izotropă şi liniară şi cu permeabilitatea magnetică μ_{Fe}), are forma

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{H} \cdot \mathbf{dl} = wi$$

unde *wi* poartă denumirea de solenație a bobinei, Γ este o curbă oarecare ce înlănțuie toate cele *w* spire şi are elementul de lungime **dl**. Expresia pune în evidență tensiunea magnetomotoare în lungul curbei Γ care străbate zona de fier (Γ_{Fe}) şi cea de aer (Γ_{δ})

$$u_{m\Gamma} = \oint_{\Gamma} \mathbf{H} \cdot \mathbf{dl} = \int_{\Gamma_{Fe}} \mathbf{H}_{Fe} \cdot \mathbf{dl} + \int_{\Gamma_{\ddot{a}}} \mathbf{H}_{\delta} \cdot \mathbf{dl}$$

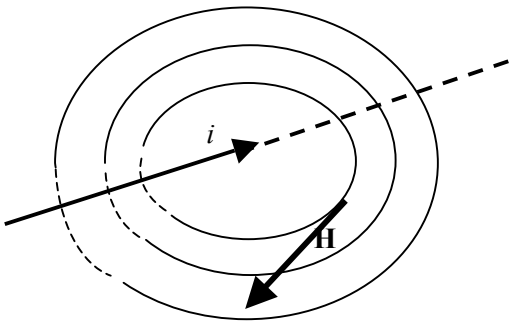


Fig. 2 Câmpul magnetic produs în jurul unui conductor filiform străbătut de curent.

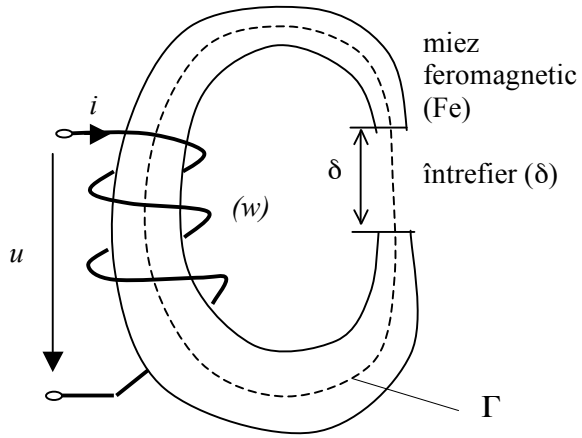


Fig. 3 Circuit magnetic oarecare

Legea fluxului magnetic arată că fluxul magnetic total ce străbate o suprafață închisă plasată în câmp magnetic, este nul

$$\oiint_{\Sigma} \mathbf{B} \cdot \mathbf{n}\, \mathrm{d}A = 0$$

unde **B** este inducția magnetică, Σ o suprafață închisă având elementul de arie dA, iar **n** normala exterioară. O interpretare a acestei legi este aceea că fluxul care intră în volumul delimitat de suprafata Σ este egal cu fluxul care iese din acest volum.

În acord cu legea fluxului magnetic, legea circuitului magnetic şi legea de material scrisă pentru miezul feromagnetic ($B_{Fe} = \mu_{Fe} H_{Fe}$) şi pentru zona de întrefier ($B_{\delta} = \mu_o H_{\delta}$) ale circuitului magnetic din figura 3, rezultă că inducțiile magnetice în fier (B_{Fe}) şi aer (B_{δ}) sunt

de acelaşi ordin de mărime, în timp ce intensitățile câmpului magnetic sunt în relația: $H_{Fe} << H_{\delta}$.

Teorema energiei magnetice arată că energia magnetică W_m este integrala de volum a densității de energie w_m

$$W_m = \int_V w_m \mathrm{d}v, \qquad w_m = \int_0^B \mathbf{H} \cdot \mathrm{d}\mathbf{B},$$

iar pentru cazul specificat al circuitului magnetic liniar şi izotrop

$$W_m = \int_V w_m \mathrm{d}v = \int_V \left(\frac{1}{2}\mathbf{H}\cdot\mathbf{B}\right)\mathrm{d}v = \int_{V_{\mathrm{Fe}}} \left(\frac{1}{2} H_{Fe}\cdot B_{Fe}\right)\mathrm{d}v + \int_{V_{\delta}} \left(\frac{1}{2} H_{\delta}\cdot B_{\delta}\right)\mathrm{d}v.$$

Deoarece s-a arătat că $B_{Fe} \approx B_{\delta}$ iar $H_{Fe} << H_{\delta}$, în timp ce volumele celor două zone de circuit magnetic sunt comparabile (ca ordin de mărime), rezultă că energia magnetică localizată în zona de aer (întrefier) este mult mai mare decât cea localizată în miez. Deci, întrefierul este, în principal, sediul energiei magnetice într-un circuit magnetic. Această concluzie este valabilă pentru toate structurile de circuite magnetice întâlnite în construcția maşinilor electrice, care lucrează cu miezul feromagnetic nesaturat ($\mu_{Fe} >> \mu_o$).

O formă grafică foarte sugestivă de reprezentare a repartiției câmpului magnetic este sub forma **spectrului liniilor de flux**, linii imaginare închise, la care vectorul **H** este tangent şi care au o orientare anumită. Pe baza legilor şi teoremelor enunțate anterior, un tub de flux este o suprafață închisă, în zona ocupată de cîmpul magnetic, care nu este traversată de linii de câmp. În orice secțiune transversală prin tub, fluxul magnetic este deci constant. Sunt uzuale reprezentările plane ale spectrelor liniilor de câmp, în probleme cu simetrie plan-paralelă sau plan-axială, cu planul de simetrie perpendicular pe direcția vectorului densității de curent (**J**), în care conturul liniilor de flux coincide cu echipotențialele |**A**| = const. **A** este potențialul magnetic vector introdus în teoria câmpului electromagnetic de proprietatea inducției magnetice de a fi un câmp vectorial solenoidal (**B** = rot **A**).

Legea inducției electromagnetice (1831, Michael Faraday) asociază viteza de variație în timp a fluxului magnetic, cu tensiunea electromotoare indusă într-o spiră, aflată sub incidența fluxului

$$e_C = -\frac{\mathrm{d}\Phi_{S_C}}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{S_C} \mathbf{B}\cdot\mathbf{n}\,\mathrm{d}A$$

unde e_C este tensiunea indusă în spira C, pe care se sprijină o suprafață S_C, străbătută de fluxul magnetic Φ_{S_C}, variabil în timp; **B** este inducția magnetică referitoare la suprafața S_C cu normala exterioară **n**. Faraday a arătat că sunt două posibilități de variație în timp a fluxului referitor la suprafața S_C: fluxul poate să aibă o formă proprie de variație în timp, sau suprafața S_C să fie deformabilă în timp. Astfel, se pot separa două componente ale tensiunii electromotoare induse:

- t.e.m. indusă prin pulsație e_p (fluxul variază în timp, dar suprafața S_C este fixă);
- t.e.m. indusă prin mişcare e_m (fluxul este constant în timp, dar S_C se deplasează cu viteza **v**).

$$e_C = -\int_{S_C} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot \mathbf{n}\, \mathrm{d}A - \int_{S_C} \mathbf{n} \cdot \mathrm{rot}(\mathbf{B} \times \mathbf{v})\, \mathrm{d}A,$$

$$e_C = e_p + e_m = -\int_{S_C} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot \mathbf{n}\, \mathrm{d}A + \int_C (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{dl}.$$

Semnul minus al derivatei în timp a fluxului magnetic este explicat prin faptul că t.e.m. reprezintă viteza de scădere a fluxului prin suprafața S_C (legea lui Lenz).

Aplicație. **Funcționarea transformatorului electric de putere** are la bază cele două legi ale câmpului magnetic prezentate anterior: legea circuitului magnetic în forma sa redusă prezentată de teorema lui Ampère şi legea inducției electromagnetice, respectiv termenul t.e.m. induse prin pulsație, e_p. În figura 4 este reprezentat schematic transformatorul monofazat cu două înfăşurări şi parametrii acestora: u - tensiunea la bornele înfăşurării; i - curentul prin înfăşurare; w - numărul de spire ale înfăşurării (indicele (1) pentru circuitul primar şi indicele (2) pentru cel secundar); Φ - fluxul magnetic prin miez (datorat ambelor infasurari); e - t.e.m. indusă într-o spiră ($e = -\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t$).

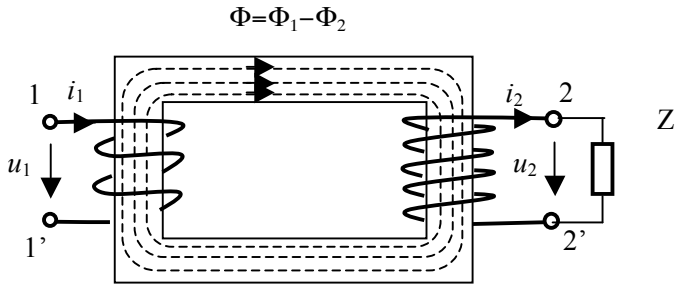


Fig. 4 Schema de principiu a transformatorului electric.

În ipoteza neglijării pierderilor în înfăşurări şi miez (transformatorul ideal) şi a considerării unui miez magnetic cu caracteristică de magnetizare liniară, funcționarea transformatorului are la bază următoarele ecuații

$$u_1 \approx -w_1 e = w_1 \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t},$$

$$\int_{\ell_{Fe}} H_{Fe}\mathrm{d}l = w_1 i_1 - w_2 i_2, \qquad H_{Fe} = \frac{w_1 i_1 - w_2 i_2}{\ell_{Fe}},$$

$$\Phi = \iint_{S_{Fe}} B_{Fe}\mathrm{d}A = \mu_{Fe} \frac{S_{Fe}}{\ell_{Fe}} (w_1 i_1 - w_2 i_2),$$

$$u_2 \approx -w_2 e = w_2 \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}.$$

Ecuațiile anterioare duc la stabilirea relațiilor aproximative pentru raportul de transformare

$$k_T = \frac{u_1}{u_2} \approx \frac{w_1}{w_2}, \qquad \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{i_1}{i_2} \approx \frac{1}{k_T},$$

relații ce exprimă cantitativ rolul transformatorului de a schimba valorile tensiunii şi implicit curentului între circuitele pe care le conectează.

Teorema forțelor generalizate în câmp magnetic. Determinarea expresiei energiei magnetice într-un circuit magnetic se poate face după cum s-a arătat anterior. Variația energiei magnetice după o dimensiune a circuitului (coordonată generalizată - x) este egală cu o componentă după acea direcție a forței (generalizate F_x) ce are acțiune de deformare a circuitului magnetic după direcția respectivă; variația de energie magnetică se produce la curent constant prin bobinele a căror solenație produce câmpul magnetic, respectiv la flux magnetic constant prin circuitul magnetic

$$F_x = \left.\frac{\mathrm{d}W_m}{\mathrm{d}x}\right|_{i=const.} ; \quad F_x = \left.\frac{\mathrm{d}W_m}{\mathrm{d}x}\right|_{\Phi=const.}$$

Un conductor parcurs de curent şi aflat în câmp magnetic este supus acțiunii unei forțe electromagnetice a cărei expresie a fost dedusă de **Laplace**; astfel, forța elementară pe unitatea de lungime a conductorului filiform are expresia

$$\mathrm{d}\mathbf{F} = i(\mathbf{dl} \times \mathbf{B})$$

şi este orientată ca în figura 5, unde a fost aplicată regula de stabilire a sensului vectorului rezultant din produsul vectorial.

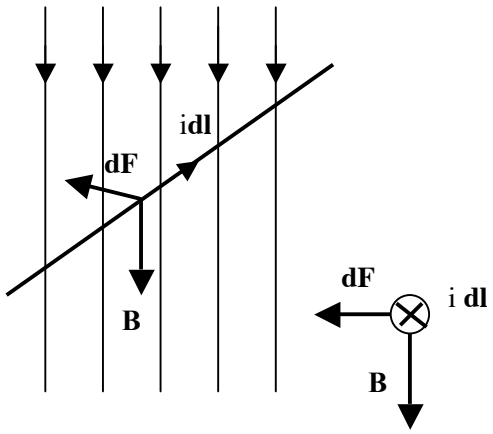


Fig. 5 Reprezentarea fortei electromagnetice elementare

Anexa IV Categoriile de pierderi care apar în maşinile electrice

Pe lângă conversia puterii active din forma electrică în cea mecanică sau invers, într-o maşină electrică, pe durata funcţionării, se produce şi o disipare de putere datorată pierderilor inerente funcţionării. Căldura rezultată din această disipare este transmisă prin elementele constructive şi circuitul de răcire şi evacuată în exterior. Capacitatea unei maşini electrice de a evacua căldura fără a depăşi temperatura maximă admisă de clasa de izolaţie în care este construită îi limitează capacitatea de încărcare în sarcină şi îi defineşte încărcarea nominală (puterea nominală, curenţii nominali).

Pierderile de putere se produc în principal în circuitele active ale maşinii (înfăşurări, miez magnetic) şi se explică prin procesele fizico-chimice care sunt legate de conducţia electrică şi magnetizarea materialelor magnetice.

Categoriile de pierderi în maşinile electrice sunt:

- **pierderi în circuitele electrice (P_J)** - sunt pierderi prin efect Joule în domenii electroconductoare cu distribuţii de curent. Expresia generală a acestora este

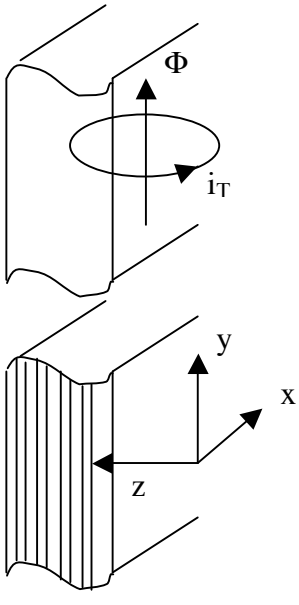
$$P_J = \int_V \rho J^2 \mathrm{d}V ,$$

unde J este densitatea curentului de conducţie în materialul conductor având rezistivitatea ρ şi care ocupă volumul V. Pentru înfăşurări realizate din conductoare parcurse de curent alternativ, expresia pierderilor Joule ia forma

$$P_J = k_R R I^2 ,$$

unde I este valoarea efectivă a curentului, R este rezistenţa electrică a conductorului în ipoteza distribuţiei uniforme a densităţii de curent în secţiunea conductorului (rezistenţa în c.c.), iar k_R este factorul de majorare datorită efectelor de refulare a curentului la frecvenţe nenule. Dacă înfăşurarea este parcursă de c.c., atunci I este intensitatea acestui curent şi $k_R = 1$. In c.a. I reprezintă valoarea efectivă a intensităţii curentului, iar $k_R > 1$; valoarea lui k_R depinde de frecvenţa de variaţie în timp a curentului, şi de dimensiunile conductorului.

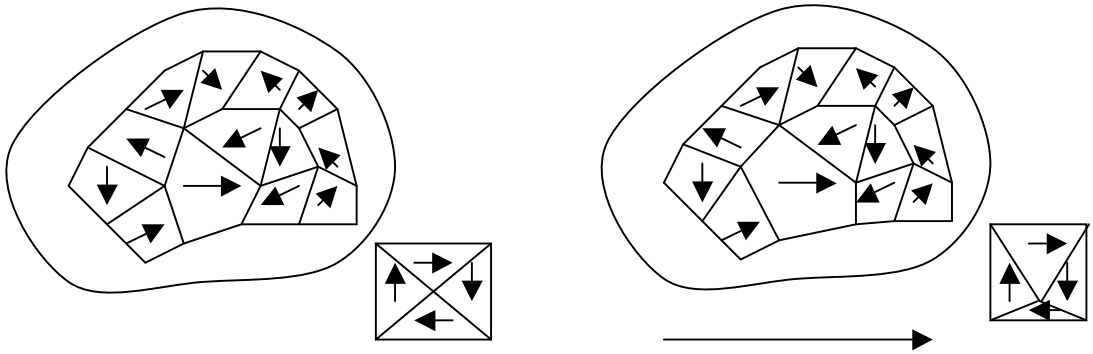
- pierderi în zonele masive ale circuitului magnetic ($P_{Fe} = P_T + P_H$) - sunt pierderi ce apar ca urmare a două efecte datorate trecerii unui flux magnetic variabil în timp printr-o armătură feromagnetică: efectul apariţiei curenţilor turbionari (P_T) şi efectul magnetizării neunivoce (după o curbă de histerezis) (P_H).



Curenţii turbionari se închid pe trasee circulare, incluse în plane perpendiculare pe direcţia fluxului magnetic, datorită tensiunilor electromotoare induse prin pulsaţia fluxului la nivelul acestor trasee circulare. Valoarea fluxului magnetic prin miez şi valoarea pulsaţiei acestuia impun mărimea t.e.m. induse in regim armonic ($e = \mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t = \omega\Phi$), iar intensitatea curenţilor turbionari este direct proporţională cu t.e.m. şi invers proporţională cu rezistenţa electrică a căii de închidere a curenţilor ($i_T = e/R_T$). Pierderile prin curenţi

turbionari depind de valoarea intensității acestor curenți turbionari şi de rezistența căii de închidere a lor, similar pierderilor de tip Joule. O cale de reducere a acestor pierderi este deci micşorarea intensității curenților turbionari, ceea ce se poate realiza prin creşterea rezistivității electrice a circuitelor elementare de închidere a curenților turbionari, deci a materialului feromagnetic. Acest lucru se face practic prin alierea oțelului electrotehnic cu siliciu şi prin lamelarea miezului magnetic, adică realizarea lui din fâşii de tablă (tole), izolate între ele. Planul tolei este longitudinal direcției câmpului magnetic şi transversal buclelor pe care se închid currenții turbionari. Efectul acestor măsuri este de **reducere a pierderilor prin curenți turbionari.**

Pierderile prin histerezis sunt legate de o proprietate specifică materialelor magnetice, **feromagnetismul.** Aceste materiale au o structură fizică aparte, realizată din mici domenii în care momentele de spin ale electronilor au aceeaşi orientare. Sunt deci formate din "magneți permanenți" minusculi, orientați haotic, atâta timp cât materialul nu este supus influenței unui câmp magnetic exterior, dar care au tendința de a se orienta ordonat, când intervine un câmp magnetic exterior, prin mărirea dimensiunilor domeniilor care au orientare apropiată de a câmpului excitant, în defavoarea celorlalte domenii (ca în figură), astfel încât întregul material devine un magnet.

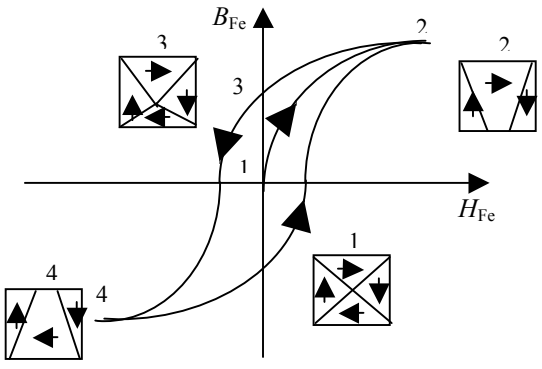


H=0
în absenţa câmpului exterior

H≠0
orientarea după câmpul exterior

Materialele feromagnetice care după eliminarea câmpului magnetic exterior îşi păstrează proprietatea de magnet permanent (remanența) se mai numesc **materiale feromagnetic dure, sau magneți permanenți,** în timp ce materialele feromagnetice care revin la o orientare haotică a domeniilor magnetice după suprimarea câmpului exterior se numesc **materiale feromagnetic moi**. Din aceste materiale se construiesc miezurile magnetice ale maşinilor şi transformatoarelor electrice, iar magnetizarea lor temporară se realizează cu ajutorul bobinajelor aşezate pe aceste miezuri.

Când un astfel de miez este parcurs de un flux magnetic variabil în timp (alternativ), orientarea domeniilor magnetice după câmp se modifică în fiecare moment în funcție de valoarea instantanee a intensității câmpului magnetic; dependența dintre magnetizația (respectiv inducția magnetică B_{Fe}) în material şi intensitatea câmpului magnetic excitator, H_{Fe} este neliniară şi neunivocă, de forma ciclului de histerezis, definind caracteristica de magnetizare a materialului respectiv.



În timpul magnetizării alternative a materialului magnetic, la fiecare perioadă de variație în timp a intensității câmpului magnetic, se parcurge un ciclu complet de histerezis, acest fenomen fiind însoțit de pierderi datorate modificării domeniilor magnetice şi care sunt proporționale cu aria ciclului de histerezis. Deci, o posibilitate de **reducere a pierderilor prin histerezis** este utilizarea de materiale magnetice cu ciclu cât mai îngust (vezi tabelul valorilor comparative pentru permeabilitatea relativă, μ_r) .

Material	Valoarea μ_r
Cobalt	250
Nichel	600
Oțel cu 0.2% impurități	5.000
Oțel cu 0.05% impurități	200.000

Expresiile acestor categorii de pierderi pentru o magnetizare alternativă sunt:

-pierderi prin curenți turbionari

$$P_T = \int_V \alpha_T B_{Fe}^2 f^2 \, \mathrm{d}V ,$$

-pierderi prin histerezis

$$P_H = \int_V \alpha_H B_{Fe}^2 f \mathrm{d}V ,$$

unde α_T şi α_H sunt constante specifice de material, dependente de proprietățile magnetice şi de geometria zonei de armătură, B_{Fe} este inducția magnetică maximă în materialul respectiv, iar f este frecvența de pulsație a fluxului magnetic, variabil în timp, prin armătura ce ocupă volumul V.

- pierderi mecanice ($P_{f,v}$) - aceste pierderi apar la maşinile rotative şi sunt datorate frecărilor din zonele aflate în mişcare (lagăre, contactul perii-colector sau perii-inele colectoare), cât şi ventilației. Aceste pierderi nu depind de solicitările electromagnetice în funcționare, ci de turația maşinii.

- pierderi suplimentare (P_s) - sunt formate din toate categoriile de pierderi locale, datorate unor efecte electromagnetice secundare: fluxuri magnetice de dispersie, armonici superioare în curba unor curenți sau fluxuri principale, etc. Aceste pierderi sunt localizate în zonele neactive ale construcției (sistemul de consolidare mecanică, carcasă), sau în zone periferice ale părților active (dinți, tălpi polare, zone de capăt ale circuitelor magnetice, etc.). În comparație cu celelalte categorii, pierderile suplimentare sunt foarte reduse, de multe ori neglijabile. O apreciere uzuală a mărimii lor este de (0,5...1)% din valoarea puterii utile a maşinii.

Suma pierderilor dintr-o maşină electrică cuprinde toate categoriile menționate

$$\sum Pierderi = P_J + P_{Fe} + P_{f,v} + P_s$$

Randamentul unei maşini electrice se exprimă prin relația uzuală a raportului dintre puterea utilă şi puterea absorbită, fiind preferabil să se determine cu ajutorul mărimilor electrice care se estimează mai precis decât cele mecanice. Astfel, pentru generatoare

$$\eta_G = \frac{P_{util}}{P_{util} + \sum Pierderi},$$

iar pentru motoare

$$\eta_M = \frac{P_{absorbit} - \sum Pierderi}{P_{absorbit}}.$$

Randamentul maşinilor electrice este cuprins, în mod uzual, în intervalul de valori (0,75...0,95), valorile mari corespunzând puterilor nominale ridicate.

Anexa V Condiții normalizate în construcția şi funcționarea mașinilor electrice

În alegerea sau în proiectarea unei maşini electrice pentru o anumită instalație trebuie respectate o serie de norme, care sunt în legătură cu condițiile de exploatare. Aceste norme sunt impuse de Comisia Electrotehnică Internațională (CEI) şi sunt cuprinse în STAS-uri specifice. În continuare se vor da detalii asupra celor mai importante norme care influențează alegerea sau dimensionarea unei maşini electrice [F, 1].

Serviciul de funcționare

Regimul de funcționare reprezintă ansamblul valorilor numerice ale mărimilor electrice şi mecanice care caracterizează funcționarea unei maşini (instalații) electrice. În particular, **regimul nominal** corespunde ansamblului valorilor nominale ale mărimilor caracteristice.

Durata unui anumit regim de funcționare se poate stabili, de exemplu la un motor electric, prin integrarea ecuației generale (1.1)

$$\mathrm{d}t = 2\pi J\left[M(n) - M_r(n)\right]^{-1}\mathrm{d}n$$

$$t = 2\pi J\int_{n_0}^{n}\frac{\mathrm{d}n}{M(n) - M_r(n)}$$

unde la momentul inițial t_0, turația este n_0.

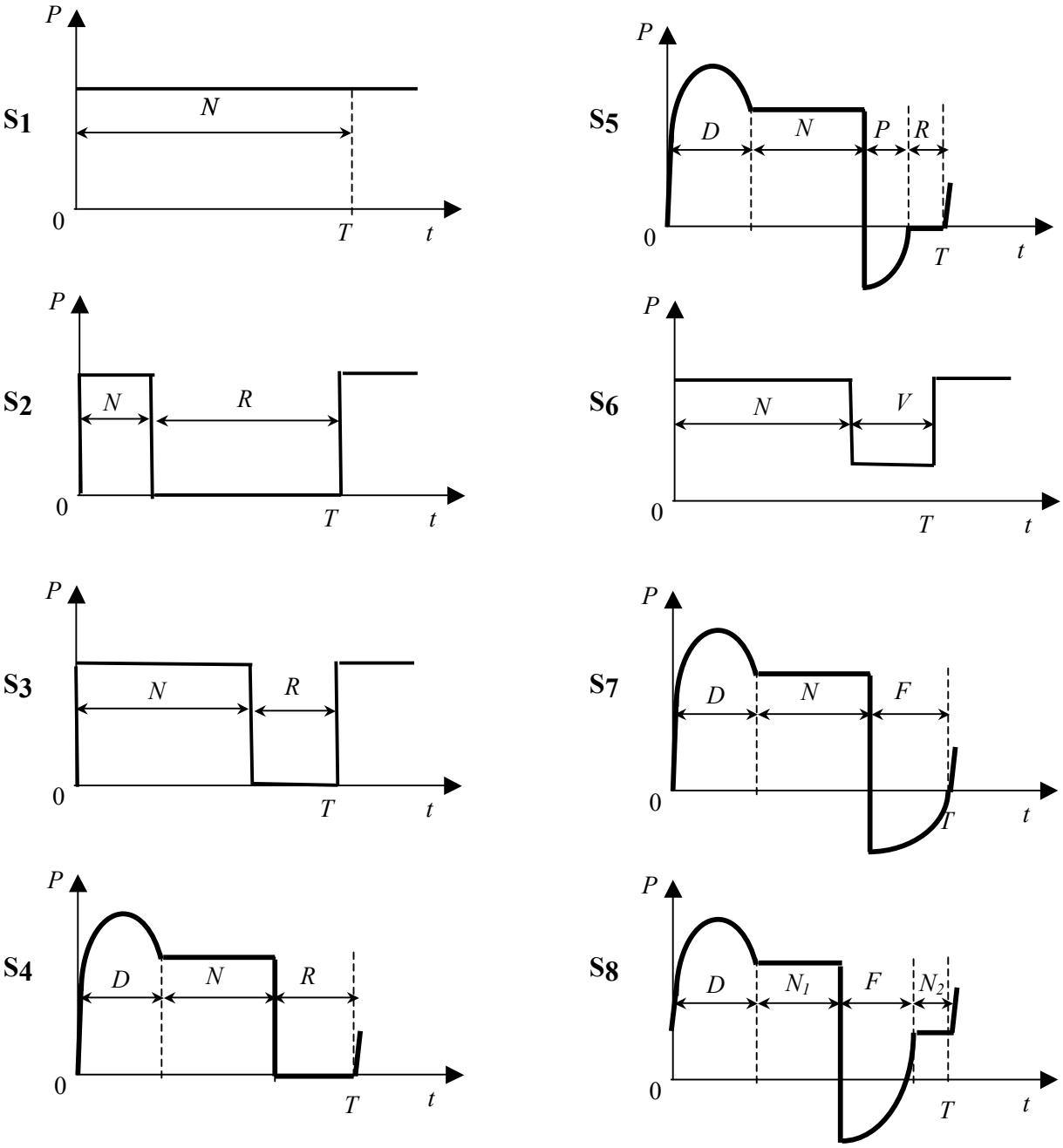
Se poate astfel calcula timpul de pornire al motorului la pornirea în gol ($M_r = 0$), prin conectare directă la rețea

$$t_p = 2\pi J\int_{0}^{n}\frac{\mathrm{d}n}{M(n)}$$

Serviciul de funcționare reprezintă succesiunea şi durata regimurilor unei maşini (instalații) electrice. De obicei, motoarele electrice funcționează în servicii ciclice, pentru care se defineşte durata de acționare (DA), ca raport procentual între durata funcționării în sarcină şi durata întregului ciclu. Există câteva valori normalizate: 15%; 25%; 40%; 60%; 100%. Sunt stabilite opt servicii tip ale maşinilor electrice, caracterizate prin succesiunea regimurilor de tipul următor (simbolizarea se regăseşte în diagramele celor opt servicii reprezentate în continuare):

N = regim nominal
N_1, N_2 = regimuri staționare la anumite sarcini;
R = repaus;
V = funcționare în gol;
D = pornire;
F = frânare electrică.

Descrierea regimurilor, în acord cu diagramele corespunzătoare este următoarea:



S_1 - serviciul continuu - motorul funcționează în acelaşi regim, suficient de mult timp pentru a se atinge echilibrul termic al maşinii;

S_2 - serviciul de scurtă durată - motorul funcționează într-un regim constant de durată mai mică decât cea necesară atingerii echilibrului termic, urmată de repaus, suficient pentru răcirea maşinii;

S_3 - serviciul intermitent periodic - alcătuit dintr-o succesiune de cicluri identice, fiecare compus dintr-un interval de regim continuu şi unul de repaus; curentul de pornire nu influențează încălzirea;

S_4 - serviciul intermitent, periodic, cu durată de pornire - alcătuit dintr-o succesiune de cicluri identice, fiecare compus din: un interval de pornire (D), un interval de regim continuu (N) şi un interval de repaus (R);

S_5 - serviciul intermitent, periodic, cu durată de pornire şi de frânare electrică - alcătuit dintr-o succesiune de cicluri compuse din: un interval de pornire (D), un interval de regim continuu (N), un interval de frânare electrică (F), un interval de repaus (R);
S_6 - serviciul neîntrerupt, periodic, cu sarcină intermitentă - alcătuit dintr-o succesiune de cicluri compuse din: un interval de regim continuu (N), un interval de funcţionare în gol (V);
S_7 - serviciul neîntrerupt, periodic, cu frânări electrice - alcătuit dintr-o succesiune de cicluri compuse din: un interval de pornire (D), un interval de regim continuu (N), un interval de frânare electrică (F); nu are interval de repaus;
S_8 - serviciul neîntrerupt cu modificarea periodică a turaţiei - alcătuit dintr-o succesiune de cicluri compuse din: un interval de regim continuu (N_1), la o turaţie anume, urmat de unul sau mai multe intervale de regim continuu la alte turaţii (N_2), separate de frânare (F) sau accelerare (pornire D); regimul nu are intervale de repaus.

Tipul serviciului de funcţionare este înscris pe plăcuţa indicatoare a motorului. În absenţa acestei precizări se subînţelege serviciul S_1.

Clase de izolaţie

Clasele de izolaţie reprezintă categorii de materiale electroizolante, care au proprietatea comună că îşi păstrează proprietăaţile dielectrice chiar când sunt încălzite până la o temperatură limită (temperatura maximă a clasei de izolaţie) şi funcţionează la acea temperatură timp îndelungat. Sunt definite şapte clase de izolaţie (STAS 6247-60), ale căror simboluri, temperaturi maxime şi materiale componente sunt prezentate în continuare:

Y	(90^{o}C)	bumbacul, mătasea naturală, hârtia, firele de celuloză, lemnul, cartonul electrotehnic, clorura de polivinil, cauciucul natural;
A	(105^{o}C)	bumbacul, mătasea naturală, hârtia, firele de celuloză, lemnul, toate impregnate într-un lac pe bază de răşini naturale, în ulei izolant, soluţii de eteri şi esteri celulozici;
E	(120^{o}C)	emailuri pe bază de răşini formal-polivinilice, epoxidice, stratificate din bumbac, hârtie, pelicule de triacetat de celuloză, pelicule, fire şi ţesături de tereftalat de politilenă;
B	(130^{o}C)	fibre si ţesături de sticlă, azbest, produse de mică în care se foloseşte şerlacul, compund asfaltic sau bituminos, răşini sintetice şi epoxidice;
F	(155^{o}C)	fire şi ţesături din sticlă, azbest, produse de mică impregnate cu răşini aldehidice, siliconaldehidice şi siliconfenolice;
H	(180^{o}C)	fire şi ţesături de sticlă, azbest, produse de mică impregnate cu răşini siliconice selecţionate;
C	(>180^{o}C)	mică, porţelan, ceramică, sticlă, cuarţ.

Un echipament electric construit într-o anumită clasă de izolaţie are în componenţa sa materiale izolante din clasa respectivă sau clase superioare. Nu se folosesc materiale din clase inferioare chiar dacă acestea nu sunt în contact direct cu părţile active ale instalaţiei (care se încălzesc cel mai mult în timpul funcţionării).

Dimensionarea unei instalații electrice în condițiile unei anumite clase de izolație trebuie să țină seama de condiția ca temperatura celui mai fierbinte punct din maşină, la funcționarea în regim termic stabilizat, să nu depăşească temperatura maximă a clasei de izolație.

Grade de protecție

Protecția (în cazul unui echipament electrotehnic) reprezintă ansamblul măsurilor luate pentru a permite funcționarea corespunzătoare a acestuia în condiții date şi pentru a asigura securitatea persoanelor care îl deservesc. Tipurile de protecție a maşinilor şi transformatoarelor electrice sunt standardizate (STAS 5325 - 70) şi simbolizate cu literele **IP** urmate de două cifre **xy** care au următoarea semnificație:

x - marchează protecția personalului contra atingerii pieselor interioare aflate sub tensiune, sau a părților în mişcare din interiorul maşinii, cât şi protecția împotriva corpurilor solide care ar putea pătrunde în zona părților active ale maşinii şi ar împiedica funcționarea. Există 7 grade de protecție de acest tip, simbolizate cu cifrele 0,....,6 şi care semnifică, în mod gradat, sporirea măsurilor de protecție. De exemplu: 0 înseamnă fără protecție; 4 simbolizează asigurarea protecției contra corpurilor solide cu dimensiuni mai mari de 1mm; 6 reprezintă protecție completă , deci şi împotriva prafului, maşina fiind complet capsulată.

y - marchează protecția împotriva pătrunderii apei în maşină. Există 9 grade de protecție de acest tip, simbolizate cu cifre de la 0 la 8, marcând creşterea gradului de etanşeizare a carcasei maşinii. De exemplu, 0 înseamnă fără protecție, 3 marchează protecția la pătrunderea apei de ploaie sub un unghi de înclinare de max. 60^{o} față de verticală; 4 marchează protecția contra stropirii cu apă din orice direcție; 8 se aplică la instalațiile submersibile, asigurând etanşeizare totală.

Condiții de mediu

Echipamentele electrice sunt dimensionate pentru a asigura parametrii nominali la o temperatură a mediului ambiant de max. $+40^{o}C$.

În funcție de condițiile mediului ambiant: normal, exploziv, cu vapori de acizi sau climat special, tipurile de maşini electrice se realizează cu grade de protecție specifice. Condițiile de mediu uzual luate în considerare sunt:

- **climatul** - temperat, tropical umed şi tropical uscat;
- **altitudinea** - sub sau peste 1000 m deasupra nivelului mării (STAS 1893-72);
- **condițiile de atmosferă** - conținut de vapori explozivi, substanțe corozive, umiditate;
- **condițiile mecanice** - funcționarea în regim de vibrații, şocuri mecanice, protecția la pătrunderea corpurilor străine în zona părților active ale maşinii.

Buna funcționare a echipamentului electric în aceste condiții este asigurată prin:

- respectarea limitei de temperatură impusă de clasa de izolație;
- alegerea unor acoperiri de protecție şi materiale izolante rezistente la acțiunea factorilor de mediu;
- protejarea părților active (înfăşurări, miez magnetic), cu carcasă de protecție, conform gradului de protecție.

Capitolul 1

Introducere

1.1 Instalaţii şi sisteme de acţionări cu maşini electrice în economie

Sistemele de producere a energiei electrice în centralele electrice, prin conversie din energie mecanică, modificarea parametrilor energiei produse pentru a fi transportată prin reţelele de distribuţie, cât şi utilizarea ei în diverse sisteme de acţionări se bazează pe funcţionarea maşinilor electrice.

In centralele electrice sunt utilizate generatoarele sincrone pentru conversia energiei mecanice în energie electrică, generatoarele de curent continuu ca surse independente de tensiune continuă, motoarele asincrone pentru servicii auxiliare, transformatoarele electrice pentru creşterea tensiunii de la nivelul la care se produce energia (ordinul zecilor de kV) la nivelul de transport (ordinul sutelor de kV).

Utilizatorii energiei electrice sunt toate ramurile economiei, cu precădere industria şi transporturile, care utilizează cele mai variate tipuri de motoare electrice. Acţionărilor cu motoare electrice le revin aproximativ două treimi din consumul total de energie electrică în economie, restul fiind destinat încălzirii, iluminatului şi unor procese tehnologice în metalurgie şi chimie.

O clasificare a maşinilor electrice se poate face ţinând seama de tipul reţelei în care funcţionează; astfel, există maşini de curent alternativ mono şi trifazate (maşinile asincrone, sincrone şi transformatoarele) şi maşini de curent continuu.

Industria producătoare de maşini electrice din ţara noastră este foarte puternică şi acoperă toată gama de tipuri şi tipodimensiuni necesare consumului intern. Există, de asemenea, producţie specifică pentru export.

1.2 Elemente constructive generale ale maşinilor electrice. Materiale electrotehnice

Prin "maşini electrice" se numeşte, în general, categoria maşinilor electrice rotative, existente într-o mare varietate de soluţii constructive şi care aplică diverse principii de funcţionare. Ca elemente constructive comune, maşinile electrice rotative prezintă cele două armături feromagnetice, una fixă, *statorul* şi cealaltă mobilă, *rotorul,* dispuse coaxial şi aflate în mişcare relativă de rotaţie, una în raport cu cealaltă.

Tot în categoria maşinilor electrice mai sunt incluse atât construcţiile statice (transformatoare, autotransformatoare, bobine de reactanţă, amplificatoare magnetice, etc.), cât şi maşinile cu armături mobile, dar executând deplasări liniare (motoarele liniare); aceasta pentru că apar multe similitudini în privinţa materialelor şi principiilor constructive utilizate, iar uneori se pot face legaturi si intre principiile lor de funcţionare.

Materialele de bază în construcţia maşinilor electrice sunt:

* *Materialele conductoare*: cuprul şi aluminiul, utilizate pentru realizarea înfăşurărilor, sub formă de conductoare trefilate şi mai rar sub formă de folie, sau pentru realizarea unor elemente constructive cum ar fi bornele de alamă, sau elemente specifice anumitor tipuri de maşini, de exemplu colectorul la maşina de curent continuu.

* *Materialele feromagnetice*: oţelul electrotehnic laminat la cald sau la rece, cu conţinut de siliciu controlat : (1,8...2,9)% pentru maşini rotative şi (3...4,5) % pentru maşinile statice; se prezintă sub formă de tole, izolate între ele, având grosimi de (0,2...0,5) mm, după

condiţiile de utilizare. Tot din categoria materialelor magnetice fac parte magneţii permanenţi şi feritele. Aceste materiale se utilizează în construcţia armăturilor feromagnetice. Proprietatea de feromagnetism, care explică preferinţa constructorilor pentru utilizarea acestor materiale, este prezentată în Anexa IV. Pentru elementele de consolidare mecanică şi protecţie a părţilor active se utilizează oţelul obişnuit.

* *Materialele izolante*: sunt alese în acord cu clasa de izolaţie a maşinii respective (vezi Anexa V) şi au rol de mediu dielectric, de consolidare mecanică a părţilor conductoare (sub formă de pene, distanţoare, etc.), cât şi în evacuarea căldurii rezultată în părţile active în timpul funcţionării.

1.3 Caracterizare generală a regimurilor de funcţionare a maşinilor electrice

Maşina electrică rotativă, funcţionând într-o instalaţie, are rolul de a converti lucrul mecanic în energie electrică, sau invers, cu un consum energetic propriu, pentru acoperirea pierderilor inerente funcţionării. Astfel, sunt posibile trei regimuri de funcţionare, ce se caracterizează prin modul de transmitere a puterii active la nivelul maşinii (fig. 1.1):

- *regimul de motor* - maşina primeşte putere electrică (la borne) şi produce putere mecanică (la ax);

- *regimul de generator* - maşina primeşte putere mecanică (la ax) şi produce putere electrică (la borne);
- *regimul de frână* - maşina primeşte putere electrică şi mecanică, consumând totul sub formă de pierderi; întreaga energie primită este transformată în căldură şi se produce un cuplu electromagnetic opus mişcării, care frânează rotorul.

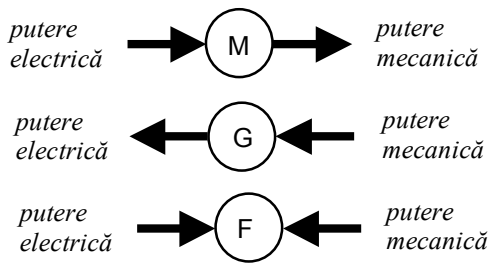


Fig. 1.1 Conversia energetică specifică regimurilor de funcţionare ale maşinilor electrice

Toate maşinile rotative pot funcţiona în regim de motor şi de generator şi sunt de asemenea reversibile referitor la aceste două regimuri, în timp ce regimul de frână nu este posibil pentru toate tipurile de maşini (exemplu: maşina sincronă nu are regim de frână).

In oricare dintre regimurile prezentate funcţionarea maşinii se face cu un consum propriu de energie. O parte din puterea absorbită se transformă în pierderi, categoriile principale fiind: pierderi de tip Joule în materialele conductoare (în principal în înfăşurări), pierderi prin curenţi turbionari şi histerezis în materialele feromagnetice (miezuri), pierderi mecanice de frecare şi ventilaţie în părţile mobile (lagăre, perii - inele, perii - colector, sistemul de ventilaţie). Aceste pierderi afectează randamentul maşinii, care uzual se situează în intervalul 0,6...0,95. (Pentru detalii vezi şi Anexa IV).

1.4 Elemente generale ale unui sistem de acţionare cu motor electric

Forma cea mai comodă şi economică de obţinere a lucrului mecanic este prin conversia energiei electrice, prin intermediul unui motor electric, iar consumul de energie electrică în sistemul economic al unei ţări (consum datorat în cea mai mare parte acţionărilor electrice) este un indice al nivelului de civilizaţie respectiv. Dintre domeniile cu cea mai largă aplicare a acţionărilor electrice se disting: acţionarea maşinilor unelte, acţionarea roboţilor industriali (linii tehnologice automate ca de ex. în industria automobilistică), coordonarea unor procese tehnologice în chimie sau metalurgie şi nu în ultimul rând, domeniul

transporturilor: feroviar, electric urban (metrou, tramvai, troleibus), instalaţii de ridicare şi transport pe verticală (ascensor), transport pe cablu (telecabină, teleschi, teleferic), transport tehnologic (pe cale ferată, benzi transportoare, funicular), autovehicule electrice. Trebuie menţionat că în cazul instalaţiilor de acţionare electrică, nu numai partea de forţă a acţionării, respectiv fluxul principal de transmisie a puterii se face pe cale electrică, dar şi partea de supraveghere şi comandă. Fluxul de energie este însoţit de un flux informaţional [F, 2].

Pe schema de principiu prezentată în figura 1.2 sunt puse în evidenţă: fluxul energetic principal (cu linie groasă) şi fluxul informaţional (cu linie subţire) şi principalele elemente bloc componente.

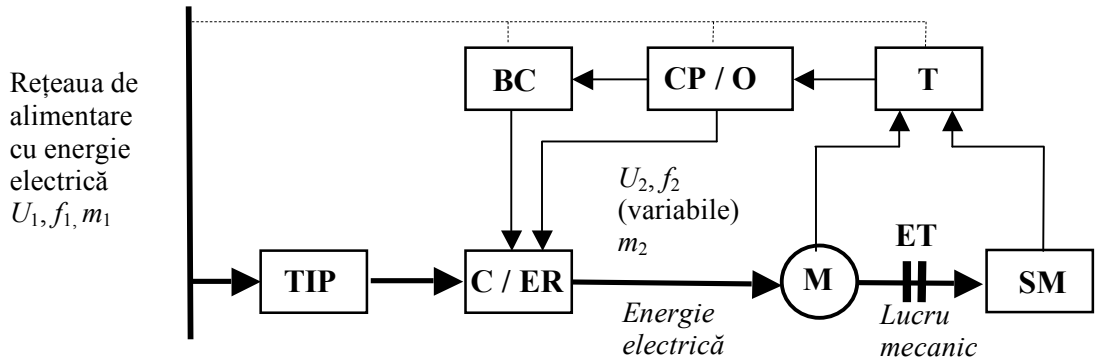


Fig. 1.2 Schema generală a unui sistem de acţionare cu motor electric

Semnificaţia simbolurilor şi funcţiile blocurilor din schemă sunt descrise în continuare:

TIP - bloc de
- transformare (T) a parametrilor energiei electrice reprezentat de un transformator de putere, care adaptează (uzual scade) tensiunea de la valoarea reţelei la o valoare apropiată de cea a motorului,
- întrerupere / conectare (I) a alimentării, reprezentat de un element de comutaţie (uzual un întreruptor sau un contactor),
- protecţie (P) format din siguranţe, întreruptoare ultrarapide, etc.;

C- bloc de conversie a frecvenţei, reprezentat de un convertor static de frecvenţă; tensiunea şi frecvenţa la ieşirea blocului de conversie pot fi reglabile; de asemenea, prin blocul de conversie poate fi schimbat numărul de faze;

ER- element de reglaj (reostat, bobină de reactanţă);

M- motorul electric;

SM- sistemul mecanic ce trebuie acţionat este cuplat cu motorul printr-un element de transmisie (ET) a puterii mecanice; transmisia se poate face printr-o cuplare rigidă, sau una elastică;

T- bloc de traductoare care transformă mărimile electrice şi neelectrice preluate de la M şi SM, în semnale electrice standard;

CP/O- calculator de proces (CP), în cazul unei acţionări automatizate complexe, sau operator (O), în cazul acţionărilor semiautomatizate; acest bloc poate lipsi la schemele mai simple de acţionare, când numai una sau două mărimi sunt controlate (ex.: turaţia, curentul de sarcină, unghiul intern al motorului sincron,

alunecarea motorului asincron, etc.) şi există regulatoare care menţin valoarea respectivă într-o plajă prestabilită;

BC- bloc de comandă a convertorului, în cazul convertoarelor comandate sau semicomandate şi care permit varierea tensiunii U_2 şi/sau a frecvenţei f_2.

La nivelul transmisiei energetice între motor şi mecanismul acţionat, funcţionarea în regim permanent stabilizat este caracterizată de egalitatea dintre cuplul motor (activ) M şi cuplul rezistent M_r, $M = M_r$. O variaţie în funcţionarea sistemului acţionat produce variaţia cuplului rezistent (cuplul de sarcină) M_r. De exemplu, mărirea cuplului rezistent are ca efect încărcarea în sarcină a motorului; motorul trebuie să producă un cuplu M mai mare, respectiv un lucru mecanic mai mare, deci trebuie să absoarbă mai multă energie electrică de la reţea; acest fenomen este sesizat prin creşterea intensităţii curentului absorbit din reţea (în condiţiile în care nu se fac simultan şi reglaje de tensiune) si la unele motoare prin scăderea turaţiei.

Producerea şi caracteristicile cuplului activ se studiază, în lucrarea de faţă, la fiecare tip de motor în parte, la capitolul respectiv; în principal interesează variaţia cuplului cu turaţia motorului, $M(n)$ sau $n(M)$, aşa numita caracteristică mecanică a motorului. Există trei categorii de caracteristici mecanice, împărţite după influenţa pe care variaţia cuplului o are asupra variaţiei turaţiei (reprezentate în figura 1.3):

- *caracteristică mecanică rigidă* - turaţia este constantă la variaţiile cuplului (desigur, limitate într-un anumit interval de stabilitate); este cazul motorului sincron;

- *caracteristică mecanică dură* - turaţia scade foarte puţin cu creşterea cuplului; este cazul motorului asincron şi al motorului de c.c. cu excitaţie independentă;

- *caracteristică mecanică moale (elastică)* - turaţia are variaţii mari la variaţia cuplului; este cazul motorului de c.c. serie şi al motoarelor de curent alternativ cu colector.

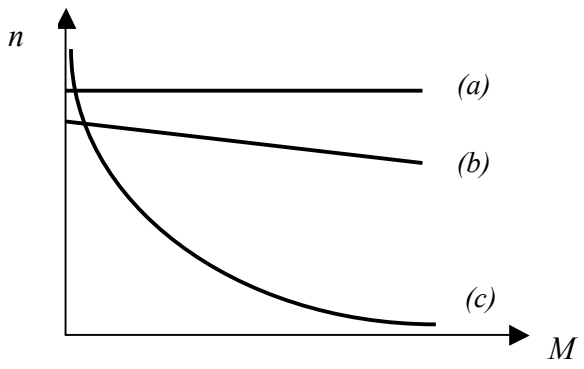


Fig. 1.3
Tipuri de caracteristici mecanice ale motoarelor electrice.
a- caracteristică rigidă
b- caracteristică dură
c- caracteristică moale (elastică)

Caracteristica mecanică a mecanismului acţionat reprezintă în general dependenţa dintre mărimea care este influenţată în cadrul acţionării (turaţia, unghiul de rotire, o deplasare liniară, etc.) şi cuplul rezistent. Dar, pentru studiul sistemului de acţionare electrică, această caracteristică trebuie exprimată, la nivelul cuplei de transmisie a puterii, sub forma $n(M_r)$. In funcţie de caracteristica mecanică, mecanismele acţionate cu motor electric se împart în cinci categorii:

- maşini care au *cuplul rezistent constant faţă de turaţie*; de exemplu: podurile rulante, ascensoarele, benzile transportoare, laminoarele reversibile, etc.;

- maşini care au *cuplul rezistent dependent de viteză*; de exemplu: ventilatoarele, pompele centrifugale, compresoarele centrifugale, unele maşini din industria textilă, etc.;

- maşini care au *cuplul rezistent dependent de unghiul de rotire,* adică maşinile cu sistemul bielă-manivelă; de exemplu: fierăstraie mecanice, ciocane, pompe, compresoare cu piston, mese basculante de laminor, etc.;

- maşini care au *cuplul rezistent dependent de drumul parcurs şi uneori de viteză*; de exemplu: locomotivele, tramvaiele, electrocarele, unele maşini de ridicat, etc.;

- maşini care au *cuplul rezistent dependent de timp*; de exemplu: agitatoare de fluid, mixere sau instalaţii de acest gen care sunt folosite în metalurgie şi în chimie, unde apar variaţii ale unor proprietăţi fizice (temperatură, densitate, vâscozitate) ale materialelor asupra cărora se fac prelucrări.

Elementul de transmisie permite transferul puterii mecanice între motor şi mecanismul acţionat. El intervine cu un anumit raport de variaţie a turaţiei, sau chiar de transformare a mişcării de rotaţie într-o mişcare liniară şi de asemenea introduce un anumit randament al transmisiei. Când cuplarea nu se face rigid între arborele motorului şi cel al mecanismului, este posibilă utilizarea următoarelor elemente: curele şi lanţuri de transmisie, reductoare cu roţi dinţate, angrenaje melcate, cuplaje cu ambreiaj, cuplaje electromagnetice.

Cuplajul electromagnetic (utilizat de exemplu la unele maşini unelte, la acţionări în industria textilă, la benzile transportoare, etc.) se prezintă sub una din formele următoare: cuplaj cu fricţiune (la care suprafeţele pieselor de cuplaj se ating şi forţa de apăsare este menţinută cu un electromagnet), cuplaj cu pulbere (la care suprafeţele pieselor de cuplaj sunt în contact cu un mediu de pulbere electromagnetică, neatingându-se direct) şi cuplaj în câmp electromagnetic (la care suprafeţele pieselor de cuplaj sunt în contact doar cu aerul, între ele fiind menţinut un întrefier, deci nu apar frecări). Cuplajele electromagnetice sunt din ce în ce mai răspândite, mai ales în acţionările automatizate.

Schemele blocurilor de comandă, ale traductoarelor şi ale convertoarelor de frecvenţă cuprind elemente electronice: diode, tranzistoare, diode Zenner, tiristoare, etc.

Alte elemente componente ale instalaţiei de acţionare electrică sunt aparatele electromecanice de comandă şi protecţie. Dintre acestea, mai frecvent utilizate sunt:

- Releele electromagnetice - realizează o variaţie în treaptă între mărimea de ieşire şi cea de intrare, printr-o comandă electromagnetică, eventual cu temporizare. Releul închide sau deschide un circuit, la comandă şi în mod repetat. Temporizarea se poate face mecanic (cu mecanisme de ceasornicărie), electric (cu circuite RC), sau electronic. Releele se utilizează şi ca elemente de protecţie.

- Contactoarele şi ruptoarele - realizează închiderea, respectiv deschiderea circuitelor electrice de curenţi intenşi. Comanda lor se face pe cale electromagnetică.

- Intreruptoarele automate - întrerup circuite electrice în caz de nereguli în funcţionare. Ele sunt utilizate în sistemele de protecţie la curenţi tari.

- Siguranţele fuzibile - realizează protecţia la supracurenţi a instalaţiilor, în cazul curenţilor slabi şi medii.

Cu ajutorul releelor şi contactoarelor electromagnetice se realizează scheme complexe de automatizare a comenzilor în instalaţiile clasice de acţionări electrice. Chiar dacă se tinde ca locul lor să fie luat de scheme electronice cu funcţii logice şi sisteme inteligente de monitorizare a proceselor, în prezent elementele electro-mecanice au o foarte largă răspândire în instalaţiile aflate deja în funcţiune. Prin robusteţea lor şi buna fiabilitate în funcţionare sunt încă de neînlocuit în instalaţiile care necesită un grad înalt de siguranţă în exploatare, cum

este cazul aplicațiilor din transporturi (ex.: telecomenzile feroviare, acționările serviciilor de pe mijloacele de transport urban sau regulatorul automat de tensiune pentru alternatorul auto).

1.5 Stabilitatea statică a unui sistem de acționare cu motor electric

Reprezentând în acelaşi sistem de coordonate (*n, M*) caracteristicile mecanice pentru motor şi pentru mecanismul acționat, intersecția lor defineşte punctul static de funcționare a instalației. Comportarea dinamică a unei instalații de acționare cu motor electric este caracterizată de ecuația fundamentală a mişcării, care permite şi o apreciere cantitativă a fenomenului energetic:

$$M - M_r = J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} = 2\pi J\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}, \tag{1.1}$$

ecuație în care intervin, pe lângă mărimile cunoscute (*M*, M_r şi *n*), momentul de inerție al maselor în mişcare (*J*) şi viteza unghiulară ($\Omega = 2\pi n$). Această ecuație exprimă cuplul de accelerare, respectiv de frânare ($\pm J(\mathrm{d}\Omega/\mathrm{d}t)$) în cazul în care *M* este diferite de M_r (în regim dinamic) şi caracterizează funcționarea la turație constantă ($\mathrm{d}\Omega/\mathrm{d}t = 0$), dacă $M = M_r$ (în regim staționar). In acest ultim caz, turația n = const. şi valoarea $M = M_r$ definesc coordonatele punctului static de funcționare (figura 1.4).

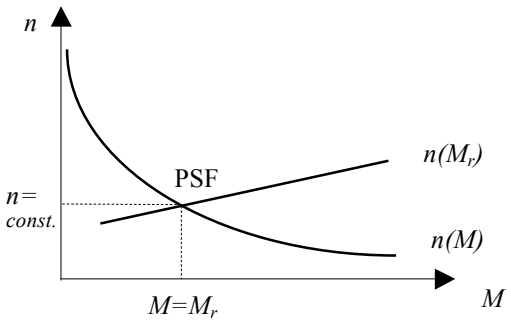


Fig. 1.4
Identificarea punctului static de functionare (PSF)

Alte forme de exprimare a ecuației fundamentale a mişcării (1.1) se obțin în cazul, foarte frecvent în aplicații, al considerării momentului de inerție constant. Ştiind expresia momentului de inerție (*J*) în funcție de greutatea maselor în mişcare de rotație (*G*), diametrul de giratie (*D*) şi accelerația gravitațională (*g*):

$$J = \frac{GD^2}{4g}, \tag{1.2}$$

şi expresia energiei cinetice a maselor în mişcare:

$$W = \frac{1}{2}J\Omega^2, \tag{1.3}$$

se exprimă turația în [rot/min], respectiv $\Omega = (2\pi n)/60$, rezultă momentul de accelerare:

$$J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} = \frac{GD^2}{4g}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{2\pi n}{60}\right) = \frac{GD^2}{375}\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}\ [\mathrm{Nm}], \tag{1.4}$$

iar ecuația fundamentală a mişcării exprimată în funcție de turația introdusă în [rot/min] are expresia des întâlnită în literatura de specialitate sub forma:

$$M - M_r = \frac{GD^2}{375}\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}, \tag{1.5}$$

în care termenul GD^2 se numeşte moment de giraţie. In funcţie de tipul mecanismului acţionat, ecuaţia (1.5) se poate exprima şi în termeni de mişcare liniară sau alte mărimi ce caracterizează procesul dinamic.

Dacă se consideră o mică perturbaţie în funcţionarea sistemului, de exemplu o variaţie a cuplului M_r, se constată o mică variaţie a turaţiei (Δn) în jurul valorii din regimul staţionar (n_0), turaţia se exprimă ca $n = n_0 + \Delta n$, iar cuplurile activ şi reactiv se pot exprima prin dezvoltările în serie Taylor în jurul valorii de echilibru static:

$$M(n) = M(n_0 + \Delta n) \approx M(n_0) + \frac{\Delta n}{1!}\frac{\partial M}{\partial n}_{|n_0} + \dots,$$

$$M_r(n) = M_r(n_0 + \Delta n) \approx M_r(n_0) + \frac{\Delta n}{1!}\frac{\partial M_r}{\partial n}_{|n_0} + \dots,$$

Inlocuind în expresia ecuaţiei fundamentale a mişcării (1.1), se obţine:

$$M - M_r = M(n_0) + \Delta n\frac{\partial M}{\partial n} - M_r(n_0) - \Delta n\frac{\partial M_r}{\partial n} = \Delta n\frac{\partial M}{\partial n} - \Delta n\frac{\partial M_r}{\partial n},$$

$$2\pi J\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t} = 2\pi J\frac{\mathrm{d}(n_0 + \Delta n)}{\mathrm{d}t} = 2\pi J\frac{\mathrm{d}(\Delta n)}{\mathrm{d}t},$$

deoarece pentru $n = n_0$, respectiv $\Delta n = 0$, funcţionarea este stabilă, adică $M(n_0) = M(n)$ şi valoarea n_0 fiind constantă, $\mathrm{d}n_0/\mathrm{d}t = 0$. Ecuaţia (1.1), pentru mici variaţii Δn ale turaţiei, devine:

$$2\pi J\frac{\mathrm{d}(\Delta n)}{\mathrm{d}t} - \Delta n\left(\frac{\partial M}{\partial n} - \frac{\partial M_r}{\partial n}\right) = 0, \tag{1.6}$$

care este o ecuaţie diferenţială de ordinul întâi şi are soluţia de forma: $\Delta n(t) = C\cdot e^{-\alpha t}$, unde constanta $\alpha = -\frac{1}{2\pi J}\left(\frac{\partial M}{\partial n} - \frac{\partial M_r}{\partial n}\right)$.

Se observă că perturbaţia iniţială Δn tinde să se amortizeze numai pentru $\alpha > 0$. Aceasta se traduce în condiţia de funcţionare stabilă a unui motor electric cuplat cu un mecanism acţionat:

$$\frac{\partial M}{\partial n} < \frac{\partial M_r}{\partial n}, \text{ respectiv } -\frac{\partial M}{\partial n} > -\frac{\partial M_r}{\partial n}. \tag{1.8}$$

Interpretarea acestei relaţii este aceea că pentru o funcţionare stabilă, motorul trebuie să fie capabil să amortizeze oscilaţiile mecanismului acţionat; astfel, după o perturbaţie (de exemplu o variaţie bruscă a valorii cuplului de sarcină) starea sistemului trebuie să conveargă spre un nou punct static de funcţionare.

Asupra stabilităţii se va reveni la fiecare tip de motor electric în cadrul studiului caracteristicii sale mecanice.

1.6 Criterii de alegere a motorului electric într-un sistem de acționare

Tipul motorului electric ce se alege pentru o acționare este impus de condițiile în care urmează să funcționeze: în primul rând parametrii rețelei de alimentare (tensiune continuă sau alternativă, rețea mono sau trifazată, valoarea tensiunii), apoi o serie de criterii de compatibilitate cu tipul mecanismului acționat şi caracteristicile acționării; un alt criteriu important este cel economic, reprezentat de prețul instalației şi de randamentul în exploatare.

Iată, pentru exemplificare, câteva criterii specifice:

- motoarele asincrone şi sincrone sunt potrivite în acționări de curent alternativ monofazat sau trifazat, cu pornire în sarcină, deci necesitând cuplu mare la pornire, cu turația constantă la variațiile cuplului de sarcină, pentru care nu este necesar un reglaj continuu al turației; mediul poate fi coroziv sau cu vapori explozivi, condițiile de funcționare admit solicitări mecanice (vibrații şi şocuri); motorul asincron este mai ieftin, mai robust şi cu pornire mai puțin pretențioasă decât cel sincron.

- motoarele de curent continuu sunt potrivite pentru acționări cu pornire în sarcină, cu adaptarea turației la variațiile cuplului de sarcină (motoarele serie sau compound) sau cu păstrarea aproximativ constantă a turației (motoarele derivație), asigură reglarea eficientă şi prin metode accesibile a turației, dar prezintă restricții în privința condițiilor de mediu, deoarece motoarele de c.c., datorită fenomenului de comutație şi posibilității producerii scânteilor sunt periculoase în mediu exploziv şi sunt sensibile la vibrații şi şocuri mecanice; prețul lor este superior motoarelor de curent alternativ.

Dimensionarea unui motor electric pentru anumite condiții de lucru presupune, pe de o parte determinarea datelor lui nominale, în primul rând a puterii (tensiunea de alimentare fiind impusă de rețeaua de alimentare), iar pe de altă parte încadrarea lui în condițiile normalizate de lucru, privind: serviciul de funcționare, clasa de izolație, condițiile de mediu, gradul de protecție, pentru care sunt prezentate explicații şi date standardizate în Anexa V a lucrării.

Determinarea puterii nominale a motorului se face în acord cu serviciul de funcționare, impunând condiția ca încălzirea maşinii să nu depăşească limita admisă de clasa de izolație, dar nici să nu se supradimensioneze maşina. In cele mai multe cazuri, motoarele electrice se calculează la încălzire şi se verifică la suprasarcină maximă [F, 2]. In cadrul unui interval de regim nominal din ciclul serviciului de funcționare, puterea nominală a motorului (puterea la arbore) se alege astfel încât, cunoscând randamentul transmisiei (η_t), să se asigure puterea necesară mecanismului acționat (P_{mec}):

$$P \geq \frac{P_{mec}}{\eta_t} . \tag{1.9}$$

Standardele prevăd şiruri de puteri normalizate, iar fabricile constructoare oferă serii de puteri pentru diverse tipuri de motoare, cu caracteristici de catalog, astfel încât utilizatorul să le poată alege cât mai apropiat de condițiile instalației proiectate.

Capitolul 2

Structuri electromagnetice statice.
Transformatoare. Electromagneți. Bobine de reactanță.

Structurile electromagnetice statice sunt adesea incluse în categoria maşinilor electrice, datorită multiplelor similitudini cu maşinile rotative şi liniare, din punct de vedere constructiv (materialele utilizate, unele tipuri de subansamble, tehnologie de execuție), dar şi funcțional (fenomene electromagnetice bazate pe aceleaşi legi şi chiar, în unele cazuri, similitudini de regimuri şi caracteristici).

2.1 Analiza generală a structurilor electromagnetice de tip bobină cu miez feromagnetic

Miezurile feromagnetice din oțel electrotehnic se utilizează la cele mai multe structuri de maşini electrice şi transformatoare, bobine de reactanță, electromagneți, etc. O structură electromagnetică tipică este reprezentată în figura 2.1, sub forma unui inel toroidal cu o zonă de întrefier şi cu o înfăşurare conductoare, având *w* spire şi dimensiunile din figură.

Intrefierul este prezent în cele mai multe structuri electromagnetice şi are rol funcțional, permițând deplasarea unei zone de armătură (cum este cazul electromagneților, sau transformatoarelor de sudură) sau este inerent din cauza procesului tehnologic de execuție a miezului magnetic (apare în zona îmbinărilor dintre coloane şi juguri, la colțuri, ca în cazul transformatoarelor de putere, autotransformatoarelor), iar lărgimea lui se doreşte cât mai redusă. Din punct de vedere al fenomenelor electromagnetice, prezența întrefierului, precum şi dimensiunile lui prezintă importanță în distribuția fluxului şi a energiei magnetice în circuitul magnetic respectiv.

Sunt necesare câteva <u>ipoteze simplificatoare</u> pentru modelul din figura 2.1:

* caracteristica de magnetizare a materialului (vezi Anexa IV) este considerată liniară şi fără histerezis; valoarea permeabilității magnetice a fierului este foarte mare $\mu_{Fe} >> \mu_0$ (uzual, $\mu_{Fe} \approx 10^5\,\mu_0$, respectiv permeabilitatea magnetică relativă a fierului este $\mu_r \approx 10^5$);

* fluxul magnetic se închide prin miez, fără dispersii, astfel încât este constant în orice secțiune a circuitului magnetic, făcută cu un plan transversal direcției fluxului;

* deoarece lărgimea δ a întrefierului este redusă, se presupune că tubul de flux îşi păstrează secțiunea constantă la trecerea prin zona de întrefier de lărgime δ.

Ipotezele menționate simplifică mult calculele ce urmează şi se va reveni asupra lor cu o serie de comentarii şi aprecieri calitative.

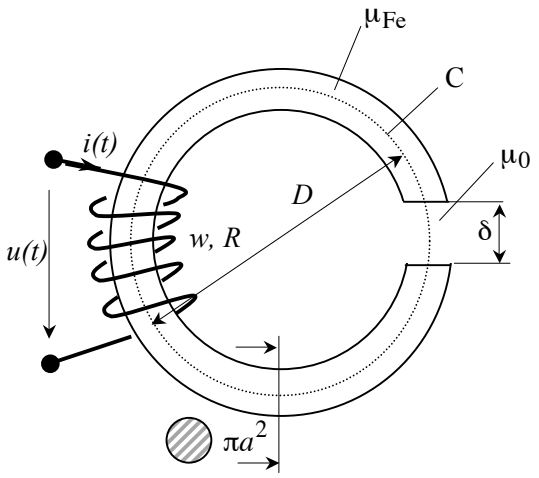


Fig. 2.1 Circuit magnetic toroidal

Pentru circuitul magnetic reprezentat interesează determinarea fluxului magnetic, a inducției şi intensității câmpului magnetic prin fier şi aer (întrefier), a reluctanțelor magnetice ale diferitelor zone ale circuitului, a inductivității bobinei şi a energiei magnetice localizate în acest circuit.

Legea circuitului magnetic în forma simplificată dată de teorema lui Ampère (Anexa III) se aplică pe curba mediană a torului (*C*) în ipotezele menționate şi are forma următoare:

$$\oint_C \mathbf{H}\cdot\mathbf{dl} = wi\,,$$
$$\int_{l_{\mathrm{Fe}}} \mathbf{H}_{\mathrm{Fe}}\cdot\mathbf{dl} + \int_{l_\delta} \mathbf{H}_\delta\cdot\mathbf{dl} = wi\,, \quad H_{\mathrm{Fe}}\left[\pi(d+2r)-\delta\right] + H_\delta\delta = wi\,, \tag{2.1}$$

unde cu H_{Fe} şi H_δ s-au notat intensitățile câmpului magnetic în fier, respectiv întrefier (aer), care, conform ipotezelor, sunt mărimi constante în zonele de lungimi l_{Fe} şi l_δ.

Se pot de asemenea estima fluxurile magnetice în cele două zone:

$$\Phi_{\mathrm{Fe}} = \iint_A \mathbf{B}_{\mathrm{Fe}}\cdot\mathbf{n}\,\mathrm{d}A = \mu_{\mathrm{Fe}}H_{\mathrm{Fe}}A = \mu_0\mu_{\mathrm{r}}H_{\mathrm{Fe}}A\,, \tag{2.2}$$

$$\Phi_\delta = \iint_A \mathbf{B}_\delta\cdot\mathbf{n}\,\mathrm{d}A = \mu_0 H_\delta A\,, \tag{2.3}$$

unde s-a utilizat definiția fluxului magnetic. S-a considerat de asemenea aria *A* constantă în orice secțiune transversală a circuitului magnetic, respectiv a tubului de flux. Legea fluxului magnetic aplicată în ipotezele menționate impune condiția:

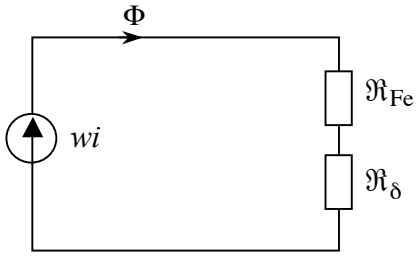
$$\Phi_{\mathrm{Fe}} = \Phi_\delta\,, \quad \mu_0\mu_r H_{\mathrm{Fe}}A = \mu_0 H_\delta A\,, \quad H_\delta = \mu_r H_{\mathrm{Fe}}\,. \tag{2.4}$$

Trecerea de la mărimi vectoriale la mărimi scalare s-a făcut ținând seama că, în ipotezele adoptate şi datorită simetriei structurii, vectorii $\mathbf{B}_{\mathrm{Fe}}$, $\mathbf{B}_\delta$, $\mathbf{H}_{\mathrm{Fe}}$, $\mathbf{H}_\delta$ şi $\mathbf{n}$ au aceeaşi orientare cu vectorul $\mathbf{dl}$, elementul de lungime pe curba *C*, care reprezintă linia mediană a circuitului magnetic.

Expresia *fluxului magnetic* prin circuit se determină din relațiile (2.1) – (2.4) astfel:

$$\Phi = \Phi_{\mathrm{Fe}} = \Phi_\delta = \mu_0 H_\delta A = \mu_0\mu_r H_{\mathrm{Fe}}A = \mu_0\mu_r A\frac{wi}{\pi(d+2r)-\delta+\delta\mu_r}\,,$$
$$\Phi = \frac{wiA}{\left[\pi(d+2r)-\delta\right]\dfrac{1}{\mu_0\mu_r}+\delta\dfrac{1}{\mu_0}} = \frac{wi}{\dfrac{\pi(d+2r)-\delta}{A\mu_0\mu_r}+\dfrac{\delta}{A\mu_0}}\,. \tag{2.5}$$

Reluctanțele magnetice ale celor două zone de circuit sunt bine puse în evidență de ec. (2.5), ca şi analogia dintre un circuit magnetic şi unul electric, unde corespondența este între: solenație - tensiune; flux - intensitatea curentului; reluctanță - rezistență. Astfel, circuitul magnetic din figura 2.1 are reprezentarea schematică din figura 2.2, respectiv expresiile reluctanțelor sunt:



$$\Re_{\mathrm{Fe}} = \frac{\pi(d+2r)-\delta}{A}\frac{1}{\mu_0\mu_r} \tag{2.6}$$

$$\Re_{\delta} = \frac{\delta}{A}\frac{1}{\mu_0} \tag{2.7}$$

Fig. 2.2 Circuitul magnetic echivalent

Din ecuațiile (2.6) și (2.7) se observă că $\Re_{\mathrm{Fe}} << \Re_{\delta}$ deoarece $\mu_{\mathrm{Fe}} \approx 10^5\mu_0$. In ipotezele menționate și din ec.(2.4), rezultă $H_{\delta} >> H_{\mathrm{Fe}}$ și $B_{\delta} \approx B_{\mathrm{Fe}}$.

Inductivitatea bobinei (în ipotezele menționate) are expresia:

$$L = \frac{\Phi_{total}}{i} = \frac{w\Phi}{i} = \frac{w}{i}\frac{wi}{\Re_{\mathrm{Fe}}+\Re_{\delta}} = \frac{w^2}{\Re_{\mathrm{Fe}}+\Re_{\delta}}. \tag{2.8}$$

Energia magnetică localizată în acest circuit magnetic se poate calcula pe porțiunile circuitului:

$$\begin{aligned} W_m = W_{\mathrm{Fe}} + W_{\delta} &= \int_{V_{Fe}}\left(\int_0^{B_{\mathrm{Fe}}} H_{\mathrm{Fe}}\,\mathrm{d}\,B_{\mathrm{Fe}}\right)\mathrm{d}V + \int_{V_{\delta}}\left(\int_0^{B_{\delta}} H_{\delta}\,\mathrm{d}\,B_{\delta}\right)\mathrm{d}V = \\ &= \frac{\mu_0\mu_r}{2}H_{\mathrm{Fe}}^2V_{\mathrm{Fe}} + \frac{\mu_0}{2}H_{\delta}^2V_{\delta} = \\ &= \frac{1}{2\mu_0\mu_r}B_{\mathrm{Fe}}^2V_{\mathrm{Fe}} + \frac{1}{2\mu_0}B_{\delta}^2V_{\delta}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W_m = W_{\mathrm{Fe}} + W_{\delta} &= \frac{\mu_0\mu_r}{2}H_{\mathrm{Fe}}^2A\left[\pi(d+2r)-\delta\right] + \frac{\mu_0}{2}H_{\delta}^2A\delta = \\ &= \frac{1}{2\mu_0\mu_r}B_{\mathrm{Fe}}^2A\left[\pi(d+2r)-\delta\right] + \frac{1}{2\mu_0}B_{\delta}^2A\delta\,. \end{aligned} \tag{2.9}$$

Dacă se ține seama că $\mu_r H_{\mathrm{Fe}} = H_{\delta}$ (respectiv $B_{Fe} \approx B_{\delta}$) și că lungimile de circuit magnetic δ și $\pi(d + 2r)\delta$, chiar dacă nu sunt egale, au aproximativ același ordin de mărime, sau diferă printr-un ordin (cel mult două), în ec. (2.9) rezultă că termenul $W_{\delta} >> W_{\mathrm{Fe}}$, deoarece $H_{\delta} >> H_{\mathrm{Fe}}$. Așadar, energia magnetică are tendința să se localizeze în zona de întrefier a circuitului magnetic, sau altfel spus, se repartizează proporțional cu reluctanța magnetică a circuitului. Astfel, magnetizarea zonei de întrefier se face cu un consum mult mai mare de energie decât magnetizarea zonei feromagnetice.

Dacă permeabilitatea magnetică a miezului feromagnetic μ_{Fe} nu este o mărime constantă, ci rezultă din curba de magnetizare reală (vezi Anexa IV), comportarea circuitului magnetic variază cu gradul de saturație. Comentariile anterioare s-au făcut în ipoteza considerării caracteristicii de magnetizare liniară (corespunzand la valori reduse pentru H_{Fe} pe o caracteristică neliniară). In zona de saturație, valoarea μ_r scade foarte mult și devine

comparabilă cu unitatea, deci reluctanţele magnetice ale zonelor de fier şi aer devin comparabile ca mărime. In această situaţie miezul magnetic nu mai acţionează ca un concentrator pentru fluxul magnetic, iar ipoteza considerării constante a formei tubului de flux nu mai poate fi acceptată.

Miezurile feromagnetice se folosesc de obicei nesaturate în maşinile şi transformatoarele electrice, există însă anumite aplicaţii (ex.: amplificatoarele magnetice), care îşi bazează funcţionarea tocmai pe neliniaritatea curbei de magnetizare, lucrând cu miezul magnetizat în zona de maximă neliniaritate a curbei şi în zona de saturaţie.

In cele ce urmează se va studia circuitul magnetic din figura 2.1 în cazul când nu se pot impune ipotezele simplificatoare enunţate, deci în cazuri reale. Se urmăreşte stabilirea unui *bilanţ energetic*, ţinând seama de fenomenele electromagnetice din înfăşurare şi circuitul magnetic, pentru cazul general în care bobina este conectată la o sursă de tensiune variabilă în timp: $u(t) = \sqrt{2}U \sin \omega t$.

Teorema a II-a a lui Kirchhoff (vezi Anexa III), scrisă pentru circuitul electric al bobinei, are forma:

$$u = Ri + \frac{\mathrm{d}(w\Phi)}{\mathrm{d}t}, \tag{2.10}$$

unde R este rezistenţa electrică a conductorului din care este realizată bobina, iar $(w\Phi)$ este fluxul magnetic total produs de bobina cu w spire şi parcursă de curentul i (fig. 2.3a).

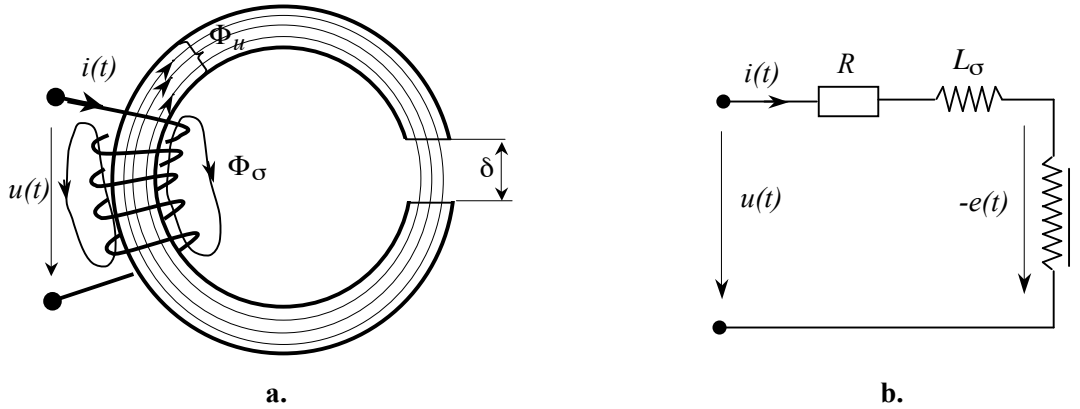


Fig. 2.3 Bobină cu miez de fier (**a**) şi circuitul electric al bobinei (**b**)

Considerând că o parte din flux se închide prin miez, Φ_u (prin analogie cu teoria care se dezvoltă în § 2.2.2, acesta este numit flux util) şi altă parte se închide direct în jurul spirelor prin aer, Φ_σ (din aceleaşi considerente numit flux de dispersie), atunci fluxul Φ este suma celor două componente

$$\Phi = \Phi_u + \Phi_\sigma . \tag{2.11}$$

Revenind la ec. (2.10), rezultă

$$u = Ri + w\frac{\mathrm{d}\Phi_\sigma}{\mathrm{d}t} + w\frac{\mathrm{d}\Phi_u}{\mathrm{d}t} = Ri + L_\sigma \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + w\frac{\mathrm{d}\Phi_u}{\mathrm{d}t}, \tag{2.12}$$

unde s-a introdus *inductivitatea de dispersie* L_σ, o mărime constantă, ţinând seama că fluxul de dispersie se închide prin aer, care are permeabilitate magnetică constantă (μ_0).

Fluxul magnetic care se închide prin miez are expresia stabilită în ec. (2.5), când se neglijează fluxul de dispersie şi se consideră μ_r = const. ($\Phi \approx \Phi_u$ dacă $\Phi_\sigma \approx 0$), unde se observă că pentru stabilirea unui anumit flux prin circuitul magnetic, mărimea curentului prin circuitul bobinei este proporţională cu mărimea reluctanţei acestui circuit. In ec. (2.12), termenul $w\frac{\mathrm{d}\Phi_u}{\mathrm{d}t}$ reprezintă tensiunea indusă în spirele bobinei şi în miez, datorită variaţiei în timp a fluxului magnetic

$$e(t) = -w\frac{\mathrm{d}\Phi_u}{\mathrm{d}t}. \tag{2.13}$$

Tensiunile electromotoare induse la nivelul unor circuite închise prin interiorul miezului bobinei duc la apariţia *curenţilor turbionari*, care se închid pe trasee aflate în plane transversale direcţiei fluxului magnetic prin miez. Prezenţa lor în miezurile feromagnetice nu este utilă, ci conduce la apariţia unor pierderi suplimentare prin efect Joule (pe circuitele electrice corespunzătoare traseelor acestor curenţi prin miez) şi la încălzirea în timp a miezului. Reducerea acestor pierderi se face prin scăderea valorii intensităţii curenţilor turbionari, mărind rezistivitatea electrică a miezului pe direcţia de închidere a lor. Practic, aceasta se realizează prin lamelarea miezului (construirea lui din fâşii de tablă, tole de oţel electrotehnic, izolate între ele) şi prin creşterea conţinutului de siliciu în aliajul feromagnetic.

Tot datorită variaţiei în timp a curentului prin bobină, deci a variaţiei în timp a fluxului prin miez, starea de magnetizare a miezului variază şi ea, la fiecare perioadă a intensităţii câmpului magnetic (sau a curentului prin bobină) fiind parcurs câte un ciclu de magnetizare. Schimbarea stării de magnetizare a materialului (parcurgerea ciclului de histerezis cu permanenta modificare a domeniilor magnetice, vezi Anexa IV) se face şi ea cu consum de putere activă.

Cele două categorii de pierderi, prin curenţi turbionari şi prin histerezis, localizate în miezul feromagnetic al bobinei, conduc la încălzirea miezului. Mărimea acestor pierderi depinde de proprietăţi fizice ale materialului feromagnetic, de starea de magnetizare (respectiv de valoarea inducţiei maxime prin miez) şi de frecvenţa de variaţie în timp a fluxului magnetic prin miez. In relaţiile (2.14) sunt exprimate densităţile de pierderi prin curenţi turbionari (p_T), respectiv prin histerezis (p_H) (vezi şi Anexa IV).

$$p_T = \alpha_T f^2 B_{\mathrm{Fe}}^2, \quad p_H = \alpha_H f B_{\mathrm{Fe}}^2 \tag{2.14}$$

Din cele spuse până acum rezultă că circuitul magnetic este sediul *energiei magnetice* (energia care îl magnetizează), dar şi al căldurii care apare datorită pierderilor prin curenţi turbionari şi histerezis.

Energia magnetică este de tip reactiv, iar elementul de circuit care simbolizează consumul său este inductivitatea utilă a bobinei L_m, cu o expresie de forma ec. (2.8). Pierderile prin curenţi turbionari şi histerezis conduc la un consum de energie activă, iar reprezentarea în schema electrică este sub forma unei rezistenţe R_{Fe}. Aceste două elemente completează circuitul echivalent din figura 2.3b, fiind conectate în paralel, ca în figura 2.4, deoarece au aceeaşi tensiune la borne, corespunzătoare tensiunii electromotoare induse dată de ec. (2.13).

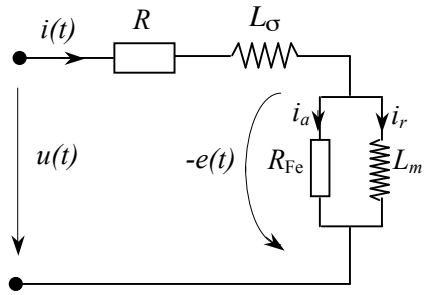


Fig. 2.4 Circuitul electric echivalent al bobinei cu miez feromagnetic, în curent alternativ

Dacă se consideră că variația în timp a tensiunii de alimentare este sinusoidală ($u(t) = \sqrt{2}U \sin \omega t$) şi se neglijează valorile căderilor de tensiune (Ri) şi ($L_\sigma \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$) în raport cu valoarea lui e, se poate spune că variația în timp a tensiunii induse este de acelaşi tip ca şi a tensiunii de alimentare, iar fluxul prin miez este decalat cu π/2 în urma tensiunii

$$e(t) = -w\frac{\mathrm{d}\Phi_u}{\mathrm{d}t} \approx -u(t). \tag{2.15}$$

Neglijând şi pierderile în fier, sau considerând $R_{\mathrm{Fe}} \approx \infty$ (în raport cu reactanța mult mai mică a miezului X_m) se poate considera $i(t) \approx i_r(t)$, deci curentul absorbit de bobină este preponderent reactiv şi utilizat la magnetizarea miezului magnetic. Aceste ipoteze se bazează pe diferențele importante de mărime între parametrii înfăşurărilor şi miezului (respectiv L_m ($\mathrm{d}i_r/\mathrm{d}t$) >> L_σ ($\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$) şi L_m ($\mathrm{d}i_r/\mathrm{d}t$) >> Ri, iar $R_{\mathrm{Fe}} >> X_m = \omega L_m$).

In condițiile menționate se poate face o deducere grafică a formei de variație în timp a curentului prin circuit, dacă se cunoaşte dependența $\Phi_u(i_r)$, derivată din caracteristica de magnetizare a materialului $B_{\mathrm{Fe}}(H_{\mathrm{Fe}})$. Pentru un circuit magnetic neliniar, forma curentului se deduce grafic, ca în figura 2.5.

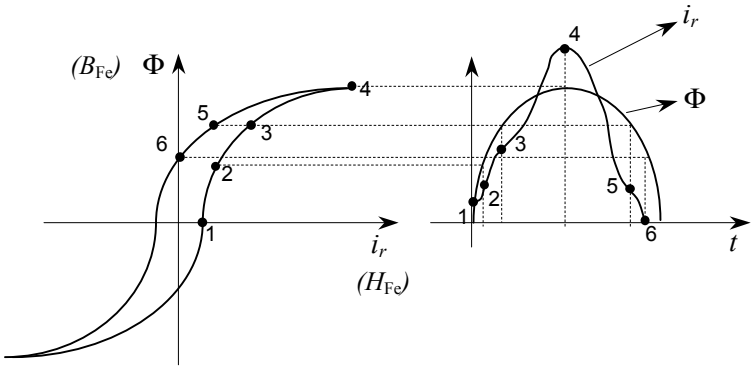


Fig. 2.5 Forma de variație în timp a curentului prin bobină, la flux sinusoidal

In reprezentarea calitativă din figură se observă că forma de undă a curentului prin înfăşurare este influențată de neliniaritatea şi histerezisul caracteristicii de magnetizare, prin alterarea formei sinusoidale (prezența armonicilor) şi defazarea față de flux.

In cazul în care circuitul magnetic este liniar (μ_r = const.), curentul are aceeaşi variaţie în timp ca a fluxului şi toate mărimile electrice şi magnetice variază sinusoidal în timp (regim armonic). Aceasta se întâmplă pentru un material din categoria celor feromagnetic moi (histerezis neglijabil), nesaturat, sau pentru aer. Revenind la circuitul electric din figura 2.4, considerând toate elementele din schemă, reprezentarea mărimilor şi a relaţiilor dintre ele în complex simplificat (v. Anexa II), conduce la ecuaţiile următoare:

$$\underline{U} = R\underline{I} + j\omega L_\sigma \underline{I} - \underline{E}\,, \tag{2.16}$$

$$\underline{E} = -j\omega w\underline{\Phi}_u\,,\ -\underline{E} = R_{\mathrm{Fe}}\underline{I}_a\,,\ -\underline{E} = j\omega L_m \underline{I}_r\,, \tag{2.17}$$

$$\underline{I} = \underline{I}_a + \underline{I}_r\,. \tag{2.18}$$

Circuitul echivalent asociat ecuaţiilor (2.16) – (2.18) este reprezentat în figura 2.6, împreună cu bilanţul de puteri active şi reactive şi cu diagrama de fazori a circuitului.

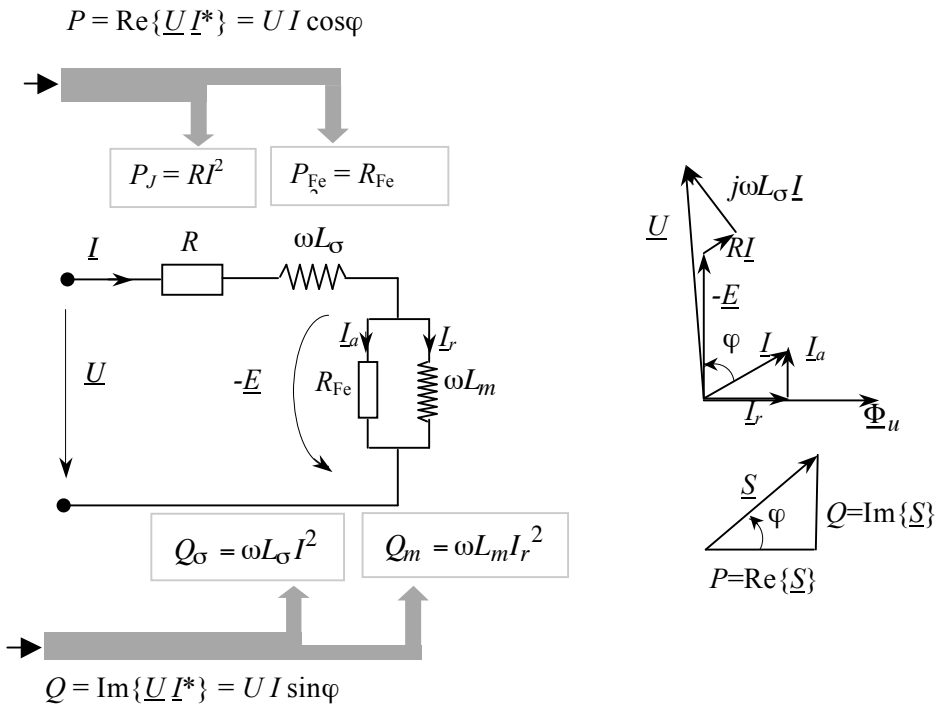


Fig. 2.6 Schema electrică, bilanţul de puteri şi diagrama de fazori pentru bobina cu miez feromagnetic

Concluzii:

1. Un dispozitiv electromagnetic neliniar format dintr-o bobină cu miez feromagnetic transformă energia electrică absorbită de la reţeaua de alimentare în: (a) căldură datorată acumulării pierderilor de tip Joule în rezistenţa conductorului bobinei şi a pierderilor în

miezul feromagnetic (prin histerezis şi curenţi turbionari) şi (b) în energie magnetică, o parte localizată în câmpul de dispersie şi altă parte necesară magnetizării miezului.
2. Curentul absorbit de la reţea are o formă de variaţie în timp dependentă de caracteristica de magnetizare a miezului. Cea mai mare parte a acestui curent (componenta reactivă) asigură producerea energiei de magnetizare. Mărimea lui depinde de reluctanţa circuitului magnetic, fiind deci cu atât mai mare cu cât zonele de întrefier în circuitul magnetic sunt mai importante.

2.2 Transformatorul electric de putere

2.2.1 Construcţia şi principiul de funcţionare

Transformatorul electric este construit din două sau mai multe înfăşurări bobinate pe un miez feromagnetic. Elementele constructive ale transformatorului sunt puse în evidenţă în figura 2.7.

1 - termometru
2 - izolator de înaltă tensiune
3 - izolator de joasă tensiune
4 şi 6 - capace filetate (pentru umplerea cuvei)
5 - indicator de nivel pentru ulei
7 - conservator de ulei
8 - miez feromagnetic
9 - înfăşurare de joasă tensiune
10 - înfăşurare de înaltă tensiune
11 - capac filetat (pentru golirea cuvei)
12 - cuvă
13 - ţevi de răcire

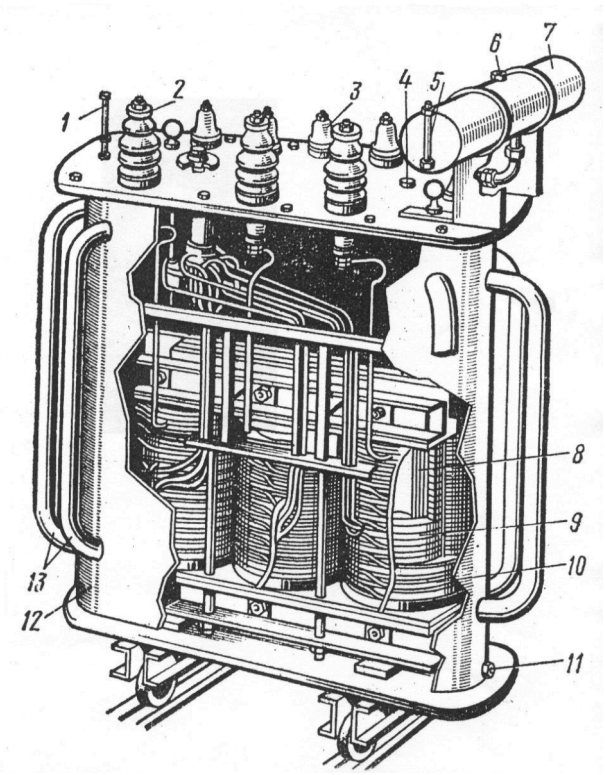


Fig. 2.7 Transformator de putere trifazat. Elemente constructive generale

Miezul feromagnetic are rolul circuitului de închidere al fluxului magnetic, dar şi rol mecanic de susţinere a înfăşurărilor. El este realizat din oţel electrotehnic, sub formă de tablă silicioasă (aliaj Fe+C+Si), laminată la rece, cu cristale orientate (la majoritatea construcţiilor). Tabla are un conţinut de siliciu mai mare decât pentru maşinile rotative, cca. 4%, tolele au grosimea de (0,3....0,35) mm şi sunt izolate cu lacuri sau oxizi ceramici. Aceste particularităţi ale tablei de transformator au ca scop reducerea pierderilor în fier în timpul funcţionării. La orice miez magnetic de tip transformator se disting: *coloanele*, pe care se află

aşezate înfăşurările şi *jugurile*, care asigură o cale de închidere de minimă reluctanţă pentru fluxul magnetic.

La puterile medii şi mari (peste 1 kVA) miezul se realizează din tole dreptunghiulare, prin împachetare, suprapunerea lor făcându-se prin întreţesere. La îmbinarea coloanelor cu jugurile se formează *întrefieruri*, a căror lărgime se caută să se minimizeze prin soluţii tehnologice şi printr-o execuţie îngrijită, deoarece de mărimea lor depinde consumul de energie reactivă la funcţionarea transformatorului. Tăierea tolei la colţuri se poate face la 90º, sau la 45º, soluţie care reduce pierderile în fier.

Miezul transformatoarelor monofazate de mică putere (de ordinul sutelor de VA) se realizează în manta (cu trei coloane, dintre care cea centrală este activă, adică susţine înfăşurările, celelalte având numai rol pentru închiderea fluxului magnetic). Aceste miezuri sunt construite din tole tipizate de tip E şi I, sau din tablă roluită [M,1].

Secţiunea miezurilor magnetice se realizează de formă pătrată, dreptunghiulară, sau în trepte dreptunghiulare, astfel încât forma geometrică să se înscrie, cu un factor de umplere cât mai bun, într-un cerc.

Infăşurările transformatorului se realizează din material conductor, cupru sau aluminiu, sub formă de conductoare rotunde sau profilate, bobinate sub diverse forme, dintre care cel mai frecvent utilizate sunt bobinajele cilindrice stratificate. Bobinele înfăşurărilor primară şi secundară se aşează concentric, sau suprapus pe înălţimea coloanei (bobinele unei înfăşurări alternând cu ale celeilalte).

Conductoarele se izolează cu material aparţinând clasei de izolaţie (hârtie pentru transformatoare în clasă de izolaţie Y şi stratificat cu sticlă în clasă de izolaţie F, vezi Anexa V). La unele înfăşurări se prevede izolaţie între straturi, de asemenea se prevede izolaţie de aer cât şi realizată cu materiale izolante între înfăşurări şi între acestea şi miezul magnetic, respectiv sistemul de consolidare (desigur materialele se aleg tot în acord cu clasa de izolaţie).

Sistemul de consolidare este în principal realizat din elementele de strîngere a miezului (profile U şi buloane sau chingi pentru strângerea tolelor, tiranţi pentru strângerea pe verticală, toate realizate din oţel nemagnetic) şi elementele de consolidare a bobinajelor (pene, distanţori, cilindri din materiale specifice clasei de izolaţie).

Răcirea transformatoarelor se face în ulei sau în aer. Transformatoarele în ulei au întreaga construcţie imersată într-o cuvă cu ulei de transformator. Cedarea căldurii de la înfăşurări şi miez, în timpul funcţionării, se face prin convecţie naturală sau forţată, către ulei şi de la ulei la cuvă. Evacuarea căldurii în exterior este favorizată de o suprafaţă cât mai mare a cuvei, de aceea se ataşează acesteia ţevi sau radiatoare. Transformatoarele cu răcire în aer (se mai numesc uscate) cedează căldura direct aerului care înconjoară părţile active. In construcţie uscată se fac toate transformatoarele de mică putere, transformatoarele care se utilizează în electronica de putere, cât şi cele destinate să funcţioneze în clădiri şi mai ales în locuri cu protecţie sporită la incendii.

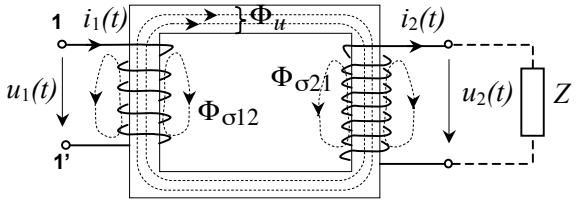
Transformatoarele sunt echipate cu o serie de accesorii: izolatori şi borne pentru a permite legătura electrică între înfăşurări şi circuitele exterioare, placa de borne care permite fixarea acestora, elemente de control al bunei funcţionări (verificarea temperaturii, umidităţii şi nivelului lichidului în cuvă la transformatoarele în ulei).

Funcţionarea transformatorului se bazează pe legea inducţiei electromagnetice (vezi Anexa III), transferând putere electrică dintr-un circuit (al înfăşurării primare) în altul (al înfăşurării secundare). Puterea transferată este aproximativ constantă, deoarece pierderile în transformator sunt foarte reduse (cca. 5% din puterea transferată). Transformatorul este utilizat pentru modificarea tensiunii şi, deoarece puterea este aprox. constantă, rezultă modificarea în proporţie inversă a intensităţii curentului între cele două circuite pe care le cuplează. Construcţia şi principiul de funcţionare îl caracterizează ca fiind reversibil [M, 1].

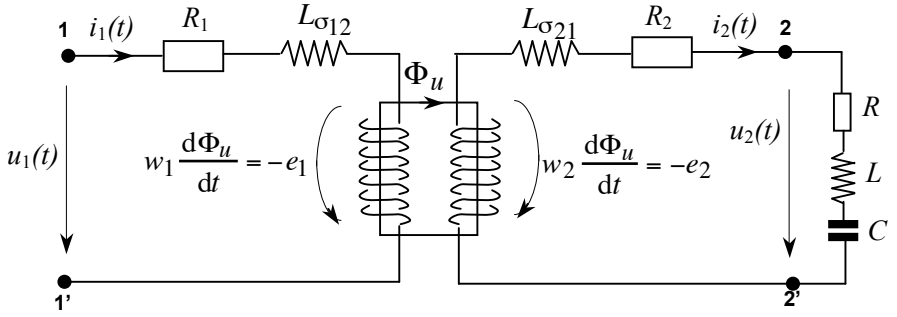
2.2.2 Ecuațiile de funcționare în teoria tehnică, schema echivalentă şi diagrama de fazori

Se consideră cea mai simplă structură posibilă pentru un transformator, cu cele două înfăşurări având w_1, respectiv w_2 spire, plasate pe coloanele unui circuit magnetic dreptunghiular, cu secțiunea netă de fier având aria A şi cu lungimea circuitului magnetic l (măsurată pe linia mediană a miezului). Tensiunile u_1 şi u_2, respectiv curenții i_1 şi i_2 au sensurile asociate după regula de la receptoare pentru bornele înfăşurării primare, respectiv după regula de la generatoare pentru bornele înfăşurării secundare (v. Anexa II), după cum s-au reprezentat şi în figura 2.8a.

Circuitul electric echivalent al transformatorului, prezentat în figura 2.8b, conține rezistențele electrice, inductivitățile de dispersie şi elementul de cuplaj magnetic între cele două înfăşurări. Se observă că în absența înfăşurării secundare, sau în cazul în care lipseşte impedanța de sarcină Z ($Z\to\infty$) şi curentul secundar este nul, reprezentarea din figura 2.8 se reduce la schema bobinei cu miez feromagnetic, figura 2.3.



a.



b.

Fig. 2.8 Reprezentare constructivă (**a**) şi schema electrică a transformatorului (**b**)

Inductivitățile de dispersie s-au notat cu doi indici, care sugerează că ele sunt datorate câmpului de dispersie al unei înfăşurări (primul indice) în raport cu cealaltă. Liniile fluxului magnetic util (care se închide prin miezul feromagnetic) cuprind spirele ambelor înfăşurări; variația în timp a fluxului magnetic duce la apariția tensiunilor electromotoare induse în spirele înfăşurărilor, dar şi la apariția pierderilor în miezul feromagnetic, prin curenți turbionari şi histerezis. Tensiunea electromotoare indusă în fiecare spiră este $e_{sp} = -\dfrac{\mathrm{d}\Phi_u}{\mathrm{d}t}$. Aşadar, tensiunea electromotoare indusă la nivelul întregii înfăşurări primare are forma $e_1 = w_1 e_{sp}$ şi similar, în cazul înfăşurării secundare $e_2 = w_2 e_{sp}$; după cum se observă $\dfrac{e_1}{e_2} = \dfrac{w_1}{w_2}$.

Ecuațiile asociate schemei electrice din figura 2.8b sunt următoarele:

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{\sigma 12} \frac{\mathrm{d}\, i_1}{\mathrm{d}\, t} + w_1 \frac{\mathrm{d}\, \Phi_u}{\mathrm{d}\, t}, \tag{2.19}$$

$$-u_2 = R_2 i_2 + L_{\sigma 21} \frac{\mathrm{d}\, i_2}{\mathrm{d}\, t} - w_2 \frac{\mathrm{d}\, \Phi_u}{\mathrm{d}\, t}, \tag{2.20}$$

unde s-a ținut seama de modelul bobinei cu miez feromagnetic prezentat în paragraful anterior (figura 2.3, ec. (2.12)). Ecuațiile (2.19) şi (2.20) se pot completa cu o ecuație de tensiuni (teorema a II-a a lui Kirchhoff) scrisă pentru circuitul de sarcină presupus în cazul general al unui consumator R, L, C serie,

$$u_2 = R i_2 + L \frac{\mathrm{d}\, i_2}{\mathrm{d}\, t} + \frac{1}{C} \int_0^t i_2 \, \mathrm{d}\, t, \tag{2.21}$$

De asemenea, se poate adăuga ecuația caracteristicii magnetice

$$\Phi_u = f(\theta_m), \tag{2.22}$$

unde θ_m reprezintă solenația totală a transformatorului, care produce fluxul magnetic rezultant în miez, formată ca suma solenațiilor înfăşurărilor (figura 2.7b), unde sensul curentului prin spire şi sensul fluxului rezultant sunt asociate după regula mâinii drepte (Anexa II)

$$\theta_m = w_1 i_1 - w_2 i_2. \tag{2.23}$$

Ecuațiile (2.19) – (2.23) descriu funcționarea transformatorului ai cărui parametri (rezistențele R_1, R_2, inductivitățile de dispersie $L_{\sigma 12}$, $L_{\sigma 21}$, numerele de spire w_1, w_2), tensiunea de alimentare u_1 şi caracteristicile sarcinii R, L, C se presupun mărimi cunoscute, iar curenții prin înfăşurări i_1, i_2, fluxul util prin miez Φ_u, solenația de magnetizare θ_m şi tensiunea secundară u_2 sunt necunoscutele sistemului. Rezolvarea acestui sistem de ecuații diferențiale este incomodă şi poate ridica probleme matematice. O altă deficiență a modelului descris este aceea că nu evidențiază existența pierderilor în miezul feromagnetic.

In cazurile practice se utilizează un alt model pentru transformatorul electric, şi anume *schema cu parametri raportați*. In acest model se introduce şi rezistența R_{Fe} (ce corespunde pierderilor în miezul feromagnetic), în maniera prezentată pentru circuitul bobinei cu miez de fier, din figura 2.3 şi cu schema electrică echivalentă reprezentată în figura 2.4.

Raportarea parametrilor este posibilă în regimul armonic, în care se face ipoteza liniarității caracteristicii magnetice a miezului. Raportarea parametrilor are la bază ideea modificării valorilor parametrilor înfăşurărilor (R, L_σ, u, i), astfel încât înfăşurările să se comporte ca şi cum ar avea acelaşi număr de spire. Raportarea conservă construcția miezului, pierderile în fier, puterea de magnetizare a miezului, pierderile în înfăşurări, solenațiile, fluxul magnetic util, puterea reactivă în câmpul de dispersie, puterea care circulă prin transformator. Prin raportare, valorile parametrilor înfăşurărilor (rezistențele şi reactanțele de dispersie ale înfăşurării primare, respectiv secundare) devin comparabile. In practică se face raportarea uneia dintre înfăşurări la cealaltă, de obicei a secundarului la primar. Transformatorul cu parametri raportați este o reprezentare fictivă a transformatorului real, utilă în modelarea matematică a funcționării acestuia. Raportarea afectează numai parametri

ai schemelor electrice echivalente ale înfăşurărilor, dar transformatorul în ansamblu are acelaşi comportament.

Revenind la ecuațiile (2.19) – (2.23), se poate scrie forma lor în regim armonic, recurgând la reprezentarea în complex simplificat; mărimile u_1, u_2, i_1, i_2, Φ_u, θ_m au aceeaşi pulsație ω.

$$\underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + \mathrm{j}\omega L_{\sigma 12}\underline{I}_1 + \mathrm{j}\omega w_1\underline{\Phi}_u, \tag{2.24}$$

$$-\underline{U}_2 = R_2\underline{I}_2 + \mathrm{j}\omega L_{\sigma 21}\underline{I}_2 - \mathrm{j}\omega w_2\underline{\Phi}_u, \tag{2.25}$$

$$\underline{\Phi}_u = f\left(\underline{\theta}_m\right), \tag{2.26}$$

$$\underline{U}_2 = R\underline{I}_2 + \mathrm{j}\omega L\underline{I}_2 + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C}\underline{I}_2, \tag{2.27}$$

$$\underline{\theta}_m = w_1\underline{I}_1 - w_2\underline{I}_2. \tag{2.28}$$

Dacă se rescrie ecuația (2.25) după ce a fost înmulțită cu raportul $w1/w2$, iar termenii cu R_2, respectiv cu $L_{\sigma 12}$ au mai fost înmulțiți şi împărțiți cu acelaşi raport, rezultă

$$-\frac{w_1}{w_2}\underline{U}_2 = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2\frac{w_2}{w_1}\underline{I}_2 + \mathrm{j}\omega\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{\sigma 21}\frac{w_2}{w_1}\underline{I}_2 - \mathrm{j}\omega w_1\underline{\Phi}_u,$$

unde se fac notațiile

$$\underline{U}'_2 = \frac{w_1}{w_2}\underline{U}_2,\ \ \underline{I}'_2 = \frac{w_2}{w_1}\underline{I}_2,\ \ R'_2 = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2,\ \ L'_{\sigma 21} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{\sigma 21}.$$

Ecuația (2.25) devine:

$$-\underline{U}'_2 = R'_2\underline{I}'_2 + \mathrm{j}\omega L'_{\sigma 21}\underline{I}'_2 - \mathrm{j}\omega w_1\underline{\Phi}_u, \tag{2.29}$$

ecuație în care au apărut mărimile raportate $\underline{U}'_2$, $\underline{I}'_2$, R'_2 şi $L'_{\sigma 21}$, factorul de raportare fiind $k_w = \dfrac{w_1}{w_2}$, adică raportul numerelor de spire. Considerând căderile de tensiune pe circuitele înfăşurărilor neglijabile în raport cu tensiunile la borne şi tensiunile induse, se observă că

$$\underline{U}_1 \approx \mathrm{j}\omega w_1\underline{\Phi}_u = -\underline{E} \approx \underline{U}'_2, \tag{2.30}$$

O altă aproximare utilă este bazată pe observația că solenația de magnetizare θ_m este neglijabilă în raport cu solenațiile înfăşurărilor:

$$w_1\underline{I}_1 - w_2\underline{I}_2 \approx 0,\ \ \underline{I}_1 \approx \frac{w_2}{w_1}\underline{I}_2 \approx \underline{I}'_2. \tag{2.31}$$

Revenind însă la schema electrică completă a transformatorului cu secundarul raportat la primar şi introducând şi rezistența R_{Fe}, se obține schema electrică din figura 2.8, asociată ecuațiilor următoare:

$$\underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + \mathrm{j}\omega L_{\sigma 12}\underline{I}_1 - \underline{E}\,, \tag{2.32}$$

$$-\underline{U}'_2 = R'_2\,\underline{I}'_2 + \mathrm{j}\omega L'_{\sigma 21}\,\underline{I}'_2 + \underline{E}\,, \tag{2.33}$$

$$\underline{U}'_2 = \left(R' + \mathrm{j}\omega L' + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C'}\right)\underline{I}'_2, \tag{2.34}$$

$$\underline{E} = -\mathrm{j}\omega w_1\underline{\Phi}_u = -\mathrm{j}\omega L_m\underline{I}_r = -R_{Fe}\underline{I}_a, \tag{2.35}$$

$$\underline{I}_{10} = \underline{I}_1 - \underline{I}'_2 = \underline{I}_a + \underline{I}_r\,, \tag{2.36}$$

în care au fost raportate şi elementele R, L, C ale circuitului de sarcină, în mod analog cu parametrii înfăşurării secundare, iar ecuația (2.28) a fost înlocuită cu (2.36), pe baza schemei echivalente din figura 2.9, în care sunt puse în evidență şi pierderile în fier prin rezistența R_{Fe}. Ca şi în cazul circuitului magnetic al bobinei cu miez de fier (§ 2.1), curentul prin rezistența R_{Fe} are numai componenta activă ($\underline{I}_a = I_a$), iar curentul prin reactanța $X_m = \omega L_m$ are numai componenta reactivă ($\underline{I}_r = -\mathrm{j}I_r$). Ecuația (2.35) reprezintă liniarizarea caracteristicii de magnetizare a miezului, completată cu legătura între $\underline{E}$ şi $\underline{I}_a$. S-a notat cu $\underline{I}_{10}$ curentul prin ramura corespunzătoare miezului, deoarece la funcționarea transformatorului cu circuitul secundar întrerupt (în gol), $\underline{I}'_2 = 0$ rezultă şi $\underline{I}_1 = \underline{I}_{10}$.

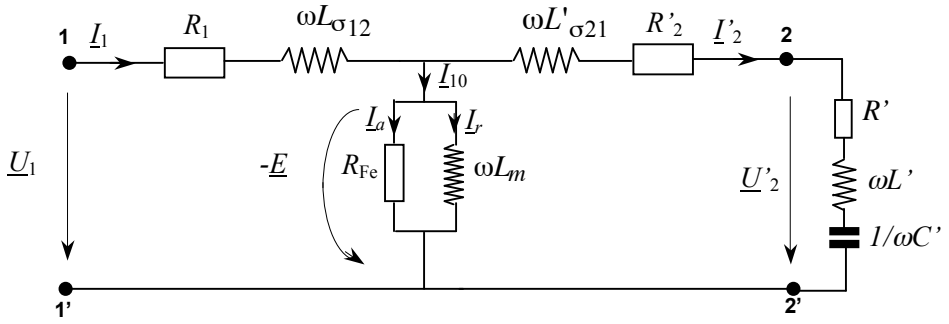


Fig. 2.9 Schema electrică echivalentă a transformatorului cu parametrii secundari raportați la primar

Ecuațiile (2.32) – (2.36) formează un sistem algebric liniar (mai uşor de rezolvat decât sistemul de ecuații diferențiale (2.19) – (2.23)), care permite determinarea necunoscutelor: $\underline{I}_1$, $\underline{I}'_2$, $\underline{E}$, $\underline{U}'_2$, $\underline{\Phi}_u$, $\underline{I}_a$, $\underline{I}_r$, $\underline{I}_{10}$, când se cunosc:

- parametrii de construcție a transformatorului: R_1, R'_2, $L_{\sigma 12}$, $L'_{\sigma 21}$, w_1, w_2,
- parametrii rețelei de alimentare: tensiunea U_1 şi pulsația ω, şi
- parametrii sarcinii: R', L', C'.

2.2.3 Regimurile de funcționare în gol şi scurtcircuit. Funcționarea în sarcină

Regimurile de funcționare în gol, respectiv în scurtcircuit sunt cazuri extreme de funcționare a transformatorului şi corespund conectării în secundarul transformatorului a unei impedanțe de sarcină infinite (circuit deschis), respectiv a unei impedanțe nule (circuit secundar scurtcircuitat).

Dacă funcționarea în gol apare frecvent, ca un regim particular, atunci când transformatoarele sunt conectate cu înfăşurarea primară la rețeaua de tensiune nominală, scurtcircuitul este un regim de avarie; el poate interveni accidental şi poate avea urmări nedorite (distrugerea transformatorului, afectarea celorlalți consumatori conectați la rețea). Aşa cum se arată în continuare, regimurile de funcționare în gol şi scurtcircuit pot fi utilizate ca încercări de laborator, în anumite condiții care să nu suprasolicite transformatorul şi pot conduce la obținerea unor informații suficiente pentru caracterizarea funcționării transformatorului în orice regim de sarcină. Spre deosebire de încercarea în sarcină, încercările de funcționare în gol şi scurtcircuit sunt economice, deoarece se efectuează cu un consum mic de energie şi nu este nevoie de impedanță de sarcină.

Funcționarea în gol. Transformatorul este alimentat cu tensiunea nominală pe una dintre înfăşurări (care devine primară), cealaltă fiind deschisă. Comportarea transformatorului în acest regim este similară bobinei cu miez feromagnetic, studiată în § 2.1.

Aşa cum s-a arătat, la o variație sinusoidală a tensiunii de alimentare rezultă o variație aproximativ sinusoidală a fluxului magnetic prin miez şi o formă nesinusoidală (afectată de neliniaritatea şi histerezisul curbei de magnetizare a materialului feromagnetic) a curentului absorbit din rețea (fig. 2.5). In cele ce urmează se va neglija caracteristica reală de magnetizare şi se va presupune o dependență liniară $\Phi_u(i_r)$, deci se va putea adopta ipoteza făcută şi în §2.2.2, anume că toate mărimile electrice şi magnetice variază armonic în timp, deci este posibilă reprezentarea lor în complex simplificat.

Astfel, în condițiile funcționării în gol ($I'_2 = 0$), ecuațiile (2.32) – (2.36) devin:

$$\underline{U}_1 = R_1\underline{I}_{10} + \mathrm{j}\omega L_{\sigma 12}\underline{I}_{10} - \underline{E}\,, \tag{2.37}$$

$$\underline{I}'_2 = 0\,,\quad -\underline{U}'_{20} = \underline{E}\,, \tag{2.38}$$

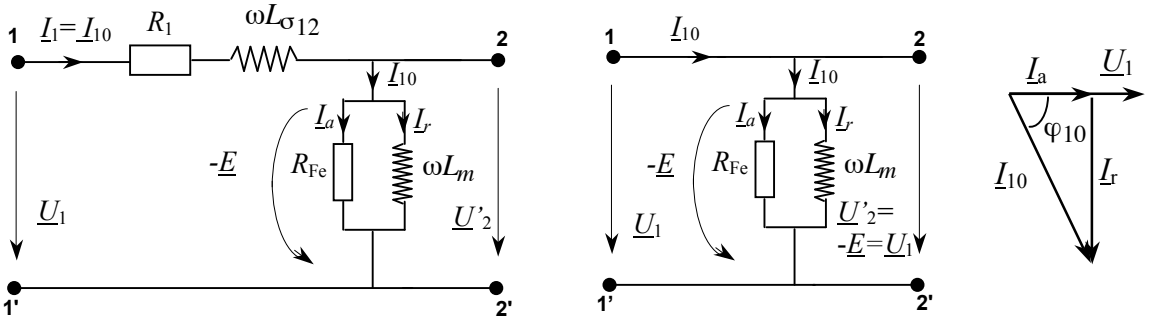
$$\underline{E} = -\mathrm{j}\omega L_m \underline{I}_r = -R_{Fe}\underline{I}_a\,, \tag{2.39}$$

$$\underline{I}_{10} = \underline{I}_1 = I_a + \mathrm{j}I_r\,. \tag{2.40}$$

Schema electrică echivalentă ce corespunde ecuațiilor (2.37) – (2.40) este reprezentată în figura 2.10a şi rezultă prin reducerea schemei din figura 2.8. In multe aplicații practice se neglijează impedanța înfăşurării primare $R_1 + j\omega L_{\sigma 12}$, deoarece valoarea acesteia este mult mai mică decât valoarea impedanței corespunzătoare miezului magnetic, formată din R_{Fe} şi X_m; astfel, schema echivalentă la mers în gol ia forma simplificată din figura 2.10b.

Puterea absorbită de transformator în acest regim se consumă în întregime sub formă de pierderi. Pierderile în înfăşurarea primară sunt neglijabile, deoarece curentul de mers în gol este foarte redus în comparație cu cel nominal ($I_{10}<10\%I_{1n}$, $P_{J10}=R_1I_{10}^2<1\%P_{J1n}$), deci se poate spune că puterea activă absorbită acoperă pierderile în miezul feromagnetic:

$$P_{10} \approx P_{\mathrm{Fe}} = \frac{U_1^2}{R_{\mathrm{Fe}}}\,. \tag{2.41}$$



a. schema echivalentă la funcționare în gol **b**. schema simplificată **c**. diagrama de fazori

Fig. 2.10 Schema electrică echivalentă şi diagrama de fazori la funcționarea în gol a transformatorului

In acelaşi fel se poate deduce că puterea reactivă absorbită la mersul în gol se transformă aproape exclusiv în putere de magnetizare. Curentul de funcționare în gol $\underline{I}_{10} = \underline{I}_a + \underline{I}_r = I_a + jI_r$ este aproximativ acelaşi cu cel de la funcționarea în sarcină, din circuitul electric echivalent, de pe ramura corespunzătoare miezului magnetic.

Mărimile determinate la funcționarea în *regim de gol nominal* (când transformatorul este alimentat la tensiunea nominală $U_1 = U_{1n}$), corespund pierderilor în miez nominale ($P_{10n} = P_{\mathrm{Fe}n}$), curentului de mers în gol nominal I_{10n}, respectiv parametrilor R_{Fe} şi X_m din schema de funcționare în sarcină (figura 2.8).

Funcționarea în scurtcircuit. Transformatorul cu secundarul scurtcircuitat este alimentat la tensiune redusă U_{1sc}, astfel încât valoarea curentului absorbit să nu depăşească valoarea curentului nominal. La curent nominal prin înfăşurări şi tensiune redusă (pentru majoritatea transformatoarelor $U_{1sc} < (4....12)\%\ U_{1n}$, schema echivalentă din figura 2.8, respectiv ecuațiile (2.32) – (2.36) sunt afectate de următoarele condiții şi simplificări:

$$\underline{U}_{1sc} = R_1\underline{I}_1 + j\omega L_{\sigma 12}\underline{I}_1 - \underline{E}_{sc}\,, \tag{2.42}$$

$$0 = -\underline{U}'_2 = R'_2\,\underline{I}'_2 + j\omega L'_{\sigma 21}\,\underline{I}'_2 + \underline{E}_{sc}\,, \tag{2.43}$$

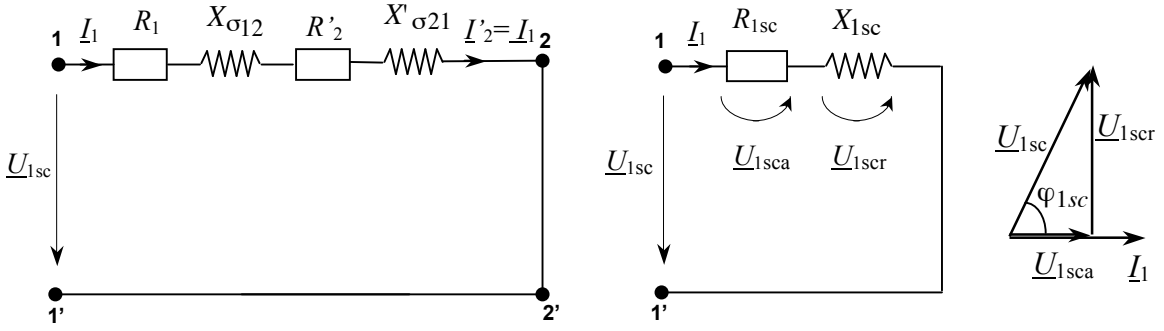
$$\underline{E}_{sc} = -j\omega w_1\underline{\Phi}_{usc} << \underline{E}_n\,, \tag{2.44}$$

$$\underline{I}_{10} = \underline{I}_1 - \underline{I}'_2 \approx 0\,, \quad \underline{I}_1 \approx \underline{I}'_2\,. \tag{2.45}$$

Ramura de magnetizare contează când circuitul magnetic este străbătut de un flux comparabil cu cel nominal. In acest caz însă, $-\underline{U}_{1sc} \approx \underline{E}_{sc} = -j\omega w_1\underline{\Phi}_{usc} << \underline{E}_n$, astfel încât fluxul magnetic şi implicit inducția în miez sunt mult mai reduse decât în regim nominal; astfel, atât pierderile în fier, cât şi puterea de magnetizare sunt foarte reduse (practic neglijabile) față de cele din regimul nominal. Schema echivalentă simplificată, reprezentată în figura 2.11a cuprinde numai parametrii corespunzători înfăşurărilor, care pot fi grupați ca în figura 2.11b ($R_{1sc} = R_1 + R'_2$; $X_{1sc} = X_{\sigma 12} + X'_{\sigma 21}$), rezultând aşa numita schemă echivalentă simplificată

Kapp. Pe schema Kapp se pot defini componentele activă şi reactivă ale tensiunii de scurtcircuit

$$\underline{U}_{1sca} = R_{1sc}\underline{I}_1 \text{ şi } \underline{U}_{1scr} = jX_{1sc}\underline{I}_1 , \tag{2.46}$$



a. schema echivalentă la funcționare în sc. **b**. schema simplificată Kapp **c**. diagrama de fazori

Fig. 2.11 Schema electrică echivalentă şi diagrama de fazori la funcționarea în scurtcircuit a transformatorului

iar tensiunea de scurtcircuit rezultantă se determină prin compunerea fazorială a celor două componente, ținând seama că direcțiile lor sunt defazate cu unghiul $\pi/2$; modulul tensiunii rezultante (valoarea efectivă a tensiunii de scurtcircuit la bornele primare) are expresia

$$U_{1sc} = \sqrt{U_{1sca}^2 + U_{1scr}^2} = I_1\sqrt{R_{1sc}^2 + X_{1sc}^2} = I_1 Z_{1sc} . \tag{2.47}$$

Tensiunea de scurtcircuit nominală este acea valoare a tensiunii de alimentare care conduce la apariția curenților nominali prin înfăşurări în regim de scurtcircuit ($\underline{I}_1 = \underline{I}_{1n} \approx \underline{I}'_2$):

$$U_{1scn} = I_{1n}Z_{1sc} = I_{1n}\sqrt{R_{1sc}^2 + X_{1sc}^2}$$

şi este o dată nominală importantă a transformatorului. Se mai obişnuieşte exprimarea tensiunii de scurtcircuit nominale şi a componentelor sale în mărimi relative, prin raportare la tensiunea nominală primară:

$$u_{scn} = \frac{U_{1scn}}{U_{1n}}, \quad u_{scn} = \sqrt{u_{scan}^2 + u_{scrn}^2} ,$$

$$u_{scan} = \frac{U_{1scan}}{U_{1n}} \text{ şi } u_{scrn} = \frac{U_{1scrn}}{U_{1n}} . \tag{2.48}$$

Domeniul uzual de valori ale tensiunii de scurtcircuit nominale este u_{scn} = (4....8)%.

Mărimea parametrilor R_{1sc} şi X_{1sc} nu depinde practic de gradul de saturare al circuitului magnetic la variația tensiunii de alimentare de la U_{1sc} la U_{1n}, deci se poate spune

că dependența U_{1sc} (I_1) este liniară. Pe baza schemei Kapp se poate astfel determina valoarea efectivă a curentului de scurtcircuit care ar circula prin înfăşurarea primară, la alimentarea cu tensiunea nominală. Această valoare este considerabil mai mare decât cea a curentului nominal şi poate duce la distrugerea termică şi mecanică a înfăşurărilor;

$$\left|\underline{U}_{1scn}\right| = \left|R_{1sc} + jX_{1sc}\right|\left|\underline{I}_{1n}\right|, \quad U_{1scn} = I_{1n}\sqrt{R_{1sc}^2 + X_{1sc}^2},$$

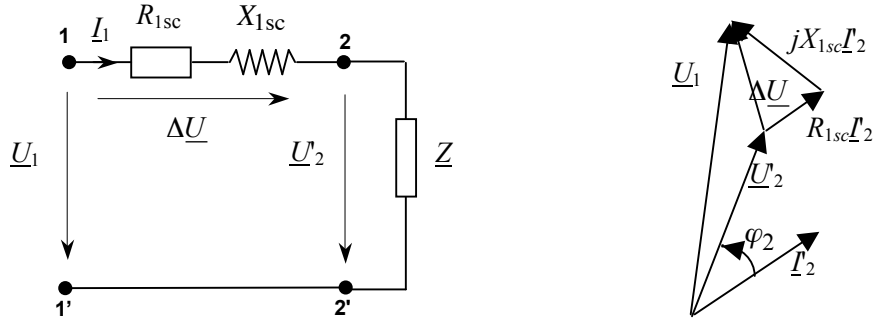
$$\left|\underline{U}_{1n}\right| = \left|R_{1sc} + jX_{1sc}\right|\left|\underline{I}_{1sc}\right|, \quad U_{1n} = I_{1sc}\sqrt{R_{1sc}^2 + X_{1sc}^2},$$

$$I_{1sc} = I_{1n}\frac{U_{1n}}{U_{1scn}} = I_{1n}\frac{1}{\dfrac{U_{1scn}}{U_{1n}}} = I_{1n}\frac{1}{0{,}04\ \ldots 0{,}12} = (8\ \ldots 25)I_{1n}. \tag{2.49}$$

Scurtcircuitul la tensiunea de alimentare nominală este un regim de avarie; valoarea curentului de scurtcircuit I_{1sc} dată de ec. (2.49) corespunde valorii efective a intensității curentului după stabilizarea regimului tranzitoriu de scurtcircuit, dar în primele momente ale regimului tranzitoriu curentul poate avea maxime de până la $2\sqrt{2}I_{1sc}$.

Mărimile determinate la *încercarea în scurtcircuit nominal* (alimentare la tensiune redusă astfel că prin înfăşurări se stabilesc curenții nominali) corespund parametrilor R_1, R'_2, $X_{\sigma 12}$, $X'_{\sigma 21}$ din schema de funcționare în sarcină, iar pierderile Joule au valoarea din regimul nominal ($P_{1scn} = R_{1sc}I_{1n}^2 = P_{Jn}$).

Schema echivalentă Kapp poate fi utilizată la determinarea, cu o foarte bună aproximație, a **căderii de tensiune** în transformator (pe elementele rezistive şi inductive din circuitele înfăşurărilor), la funcționarea în sarcină (figura 2.12a). Sarcina este reprezentată de impedanța $\underline{Z}$ care introduce un defazaj φ_2 între $\underline{U}'_2$ şi $\underline{I}'_2$. Diagrama de fazori de la funcționarea în sarcină (figura 2.9) se reduce la forma din figura 2.12b.



a. schema electrică **b**. diagrama de fazori

Fig. 2.12 Schema electrică echivalentă Kapp şi diagrama de fazori adaptate la funcționarea în sarcină a transformatorului

Ecuația de tensiuni scrisă pentru circuitul din figura 2.12a are forma

$$\underline{U}_1 = \underline{U}'_2 + \Delta\underline{U} = \underline{U}'_2 + R_{1sc}\underline{I}'_2 + jX_{1sc}\underline{I}'_2\,, \tag{2.50}$$

de unde se vede că la funcționarea în gol ($\underline{I}'_2 = 0$), $\underline{U}_1 = \underline{U}'_{20}$. Defazajul dintre $\underline{U}'_2$ şi $\underline{U}_1$ se consideră neglijabil, astfel că ec. (2.50) devine

$$U_1 \approx U'_2 + \Delta U = U'_2 + R_{1sc}I'_2\cos\varphi_2 + X_{1sc}I'_2\sin\varphi_2 = U'_{20}\,. \tag{2.51}$$

Căderea de tensiune de la funcționarea în gol la funcționarea în sarcină $\Delta\underline{U}$, la un curent de sarcină (raportat) $\underline{I}'_2$ şi un factor de putere în circuitul secundar cos φ_2 are expresia

$$\Delta U \approx U'_{20} - U'_2 = R_{1sc}I'_2\cos\varphi_2 + X_{1sc}I'_2\sin\varphi_2\,. \tag{2.52}$$

De multe ori este utilă exprimarea în mărimi raportate la tensiunea nominală (mărimi relative)

$$\Delta u = \frac{\Delta U}{U_{1n}} = \frac{\Delta U}{U'_{20}} = \frac{U'_{20} - U'_2}{U'_{20}}\,, \tag{2.53}$$

sau, introducând componentele tensiunii de scurtcircuit rezultă

$$\Delta u \approx \frac{R_{1sc}I'_2\cos\varphi_2}{U_{1n}} + \frac{X_{1sc}I'_2\sin\varphi_2}{U_{1n}}\,. \tag{2.54}$$

Când curentul $\underline{I}'_2$ ia valoarea din regim nominal, tensiunea de scurtcircuit şi componentele sale se numesc nominale. In expresia (2.54) se poate introduce factorul de încărcare în sarcină β, definit ca $\beta = \frac{I_2}{I_{2n}} = \frac{I'_2}{I'_{2n}} \approx \frac{I_1}{I_{1n}}$, iar căderea de tensiune se poate exprima astfel:

$$\Delta u \approx \beta\left(u_{scan}\cos\varphi_2 + u_{scrn}\sin\varphi_2\right). \tag{2.55}$$

Cu expresia (2.55) se poate calcula valoarea căderii de tensiune de la funcționarea în gol a transformatorului, la orice tip de sarcină (stabilit prin valorile lui β şi φ_2), pe baza unor date nominale şi a unor mărimi determinabile la încercarea de scurtcircuit nominal. Tensiunea secundară la o sarcină oarecare poate fi apoi determinată cu relația (2.53). In figura 2.13 este reprezentată variația calitativă a căderii relative de tensiune pentru funcționarea în sarcină rezistivă (cos $\varphi_2 = 1$), rezistiv - inductivă (cos $\varphi_2 < 1$ şi $0 < \varphi_2 < \pi/2$) şi rezistiv - capacitivă (cos $\varphi_2 < 1$ şi $-\pi/2 < \varphi_2 < 0$).

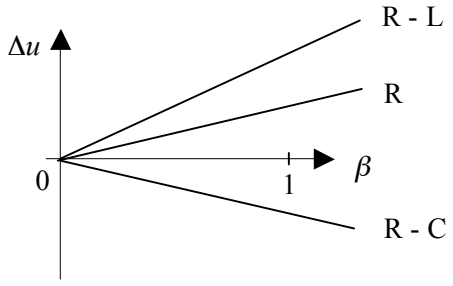


Fig. 2.13 Caracteristicile Δu (β) la diverse tipuri de sarcină (R, R-L şi R-C)

2.2.4 Bilanțul de puteri şi randamentul

Schema electrică din figura 2.8 şi ecuațiile (2.32) şi (2.33) permit să fie stabilit consumul de putere activă şi reactivă la funcționarea în sarcină a transformatorului. Categoriile de pierderi (aşa cum au fost puse în evidență în § 2.1 şi Anexa IV) sunt următoarele:

- pierderi de putere activă în cele două înfăşurări, prin efect Joule:

$$P_J = P_{J1} + P_{J2} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 = R_1 I_1^2 + R'_2\, I'^2_2,$$

- pierderi de putere activă în miez, datorate curenților turbionari şi histerezisului:

$$P_{\mathrm{Fe}} = \frac{E^2}{R_{\mathrm{Fe}}} = R_{Fe} I_a^2 = V_{\mathrm{Fe}}\left(\alpha_H f B^2_{\mathrm{Fe\,max}} + \alpha_T f^2 B^2_{\mathrm{Fe\,max}}\right),$$

iar puterea reactivă este destinată pentru:

- magnetizarea miezului:

$$Q_m = E I_r,$$

- stocare în câmpul magnetic de dispersie al înfăşurărilor:

$$Q_\sigma = Q_{\sigma 1} + Q_{\sigma 2} = X_{\sigma 12} I_1^2 + X_{\sigma 21} I_2^2 = X_{\sigma 12} I_1^2 + X'_{\sigma 21}\, I'^2_2.$$

Bilanțul de puteri asociat schemei echivalente din figura 2.8 este următorul:

$$\begin{gathered}\underline{S}_1 = \underline{U}_1 \underline{I}_1^* = P_1 + jQ_1 = \left(P_J + P_{\mathrm{Fe}} + P_2\right) + j\left(Q_\sigma + Q_m + Q_2\right), \\ \underline{S}_1 > P_2 + jQ_2 = \underline{S}_2 = \underline{U}_2 \underline{I}_2^*.\end{gathered} \tag{2.56}$$

Randamentul transformatorului rezultă din bilanțul puterilor active:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_J + P_{\mathrm{Fe}}}, \tag{2.57}$$

unde,

$$P_2 = \mathrm{Re}\left\{\underline{S}_2\right\} = \mathrm{Re}\left\{\underline{U}_2 \underline{I}_2^*\right\} = U_2 I_2 \cos\varphi_2, \tag{2.58}$$

$$P_J = P_{J1} + P_{J2} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 = \left[R_1\left(\frac{I_1}{I_2}\right)^2 + R_2\right] I_2^2 \approx \left[R_1\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 + R_2\right] I_2^2, \tag{2.59}$$

$$P_{\mathrm{Fe}} = \frac{E^2}{R_{\mathrm{Fe}}} \approx \frac{U_1^2}{R_{\mathrm{Fe}}}. \tag{2.60}$$

In relațiile (2.59) şi (2.60) s-au făcut aproximațiile din ec. (2.30) şi (2.31). Dacă se consideră transformatorul alimentat tot timpul la tensiune nominală ($U_1=U_{1n}$), atunci $U_2 \approx U_{2n}$, iar randamentul nominal se exprimă atunci când prin înfăşurări trece curentul nominal ($I_1=I_{1n}$, $I_2=I_{2n}$) cu expresia:

$$\eta_n = \frac{P_{2n}}{P_{2n} + P_{Jn} + P_{\mathrm{Fe}n}} = \frac{U_{2n} I_{2n} \cos\varphi_2}{U_{2n} I_{2n} \cos\varphi_2 + \left[R_1 \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 + R_2 \right] I_{2n}^2 + \frac{U_{1n}^2}{R_{\mathrm{Fe}}}}, \tag{2.61}$$

La o încărcare oarecare, $I_2 \neq I_{2n}$, randamentul se poate exprima prin

$$\eta = \frac{P_{2n}\left(\frac{I_2}{I_{2n}}\right)}{P_{2n}\left(\frac{I_2}{I_{2n}}\right) + P_{Jn}\left(\frac{I_2}{I_{2n}}\right)^2 + P_{\mathrm{Fe}n}} = \frac{P_{2n}\beta}{P_{2n}\beta + P_{Jn}\beta^2 + P_{\mathrm{Fe}n}},$$

$$\eta_{(\beta)} = \frac{S_n \beta \cos\varphi_2}{S_n \beta \cos\varphi_2 + P_{Jn}\beta^2 + P_{\mathrm{Fe}n}}. \tag{2.62}$$

In ecuația (2.62) s-a introdus factorul de încărcare al transformatorului $\beta = \frac{I_2}{I_{2n}}$ şi expresia puterii aparente nominale $S_n = U_{2n} I_{2n} \approx U_{1n} I_{1n}$ (pe baza aproximațiilor (2.30) şi (2.31)). Ecuația (2.62) permite calculul randamentului transformatorului când sunt cunoscute datele lui nominale (S_n, P_{Jn}, $P_{\mathrm{Fe}n}$), caracterul sarcinii ($\cos\varphi_2$) şi încărcarea β, respectiv valoarea curentului de sarcină I_2. După cum se observă, pierderile $P_{\mathrm{Fe}n}$ nu depind de sarcină (2.60).

Valorile uzuale ale randamentului se situează în jurul lui 0,9 la transformatoare de mică putere (S_n < 1000 VA) şi pot ajunge la 0,99 pentru puteri de ordinul (10^6...10^8) VA.

Randamentul maxim se atinge la acea valoare a factorului de încărcare $\beta=\beta_{opt}$ pentru care $\frac{\partial \eta}{\partial \beta} = 0$.

Soluția ecuației demonstrează că randamentul este maxim la acea încărcare pentru care pierderile în înfăşurări sunt egale cu pierderile în miezul feromagnetic

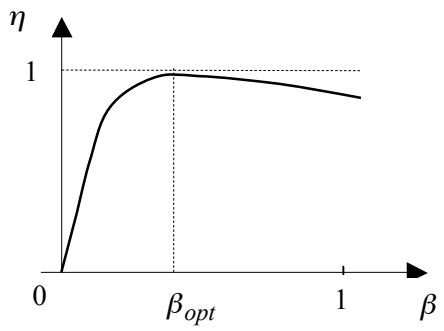


Fig. 2.14 Caracteristica randamentului η(β)

$$\beta_{opt}^2 P_{Jn} = P_{\mathrm{Fe}n}, \text{ respectiv } \beta_{opt} = \sqrt{\frac{P_{\mathrm{Fe}n}}{P_{Jn}}}.$$

La transformatoarele de distribuție, care funcționează la diverse sarcini pe durata celor 24 ore, se prevede din proiectare un factor de încărcare optim la cca. 0,4 ... 0,5 (fig. 2.14).

Utilizarea transformatorului în schemele electrice are principalul scop de *adaptare a tensiunii* între două circuite diferite. In acelaşi timp însă, transformatorul realizează şi o *separare galvanică* (deci o izolare) între cele două circuite. Un alt avantaj al utilizării transformatoarelor este însă şi cel al *creşterii eficienței transmisiei la distanță a semnalelor*, dacă se aleg corespunzător rapoartele lor de transformare. In continuare se prezintă un exemplu de dimensionare optimă a unei astfel de linii de transmisie la distanță a energiei electrice.

Se consideră un consumator, având puterea activă P_c şi funcționând la tensiunea U_c, aflat la distanța D față de sursa de alimentare, de tensiune U_s. Linia de transmisie are impedanța R_1+jX_1 [Ω/m]. Se pune problema determinării tensiunii liniei de transmisie, astfel încât eficiența transmisiei să fie ε. Adaptarea dintre tensiunea sursei şi a liniei, respectiv a liniei şi a consumatorului, se face cu câte un transformator, pentru care trebuie determinate rapoartele de transformare. Pentru simplificarea calculelor se vor considera transformatoarele ideale (fără pierderi, deci cu randament unitar). Se cere de asemenea determinarea impedanței interne a sursei pentru asigurarea transferului maxim de putere activă către sarcină.

In figura 2.15 s-a reprezentat schema electrică a circuitului descris anterior.

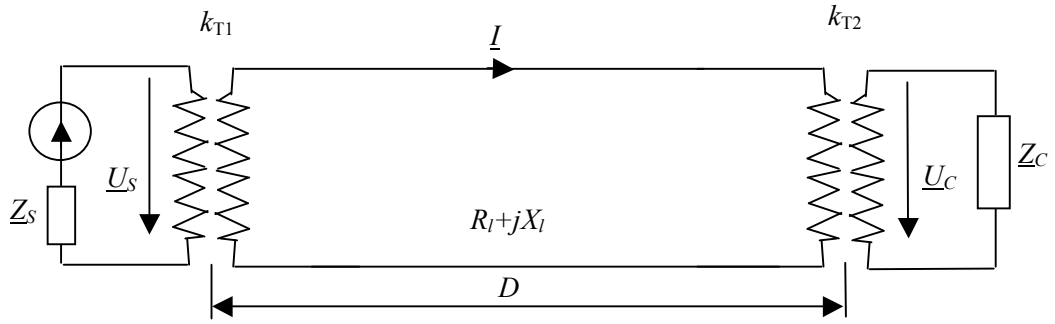


Fig. 2.15 Schema circuitului de transmisie la distanță a energiei electrice

Pierderile pe linia de transmisie sunt $P_l = (DR_1)I^2 = (1-\varepsilon)P_c$.

Intensitatea curentului electric pe linie are expresia $I = \sqrt{\frac{(1-\varepsilon)P_c}{DR_1}}$.

Tensiunea liniei rezultă considerând raportul de transformare: $k_{T2} = \frac{U}{U_c} \approx \frac{I_c}{I}$, deci $U \approx \frac{U_c I_c}{I}$.

Cele două transformatoare au rapoartele de transformare: $k_{T1} = \frac{U_s}{U}$, respectiv $k_{T2} = \frac{U}{U_c}$.

Transferul maxim de putere între o sursă şi un consumator se realizează când impedanţele lor sunt în relaţia $\underline{Z}_s = \underline{Z}^*_{\text{cons}}$ (simbolul * marchează mărimea complex conjugată). Este deci necesar să se aprecieze impedanţa întregului circuit la bornele sursei, ţinând seama de raportările introduse de transformatoare

$$\underline{Z}_{cons} = \left(R_c k_{T2}^2 + DR_1 + jDX_1\right)k_{T1}^2 = R_c k_{T2}^2 k_{T1}^2 + DR_1 k_{T1}^2 + jDX_1 k_{T1}^2.$$

Sursa trebuie să aibă o impedanţă internă de forma

$$\underline{Z}_s = R_s + \frac{1}{jX_s},$$

unde,

$$R_s = R_c k_{T2}^2 k_{T1}^2 + DR_1 k_{T1}^2 \text{ şi } \frac{1}{jX_s} = -jDX_1 k_{T1}^2,$$

adică o rezistenţă R_s şi o capacitate de mărimea $C = \frac{1}{\omega DX_1 k_{T1}^2}$

Se impune observaţia că neglijarea randamentului transformatorului nu conduce la erori mari când este vorba de transformatoare de puteri mari (peste ordinul de mărime al kVA, când randamentul este foarte apropiat de unitate), dar trebuie luat în considerare la puterile mici, unde are valori în jurul lui 0,9 şi afectează eficienţa transmisiei.

2.2.5 Transformatorul trifazat. Scheme şi grupe de conexiuni

Un transformator trifazat poate fi privit ca o grupare de trei transformatoare monofazate identice, conectate între ele astfel: cele trei înfăşurări primare în stea sau triunghi, analog cele trei înfăşurări secundare (figura 2.16a). Construcţia tipică prezintă însă un miez magnetic cu trei coloane active, pe care sunt plasate perechile de înfăşurări de joasă tensiune, respectiv înaltă tensiune, câte una pentru fiecare fază (figura 2.16b).

Transformatoarele trifazate se conectează în circuite trifazate, fiind deci alimentate cu un *sistem de tensiuni trifazat, simetric şi echilibrat* (reprezentat prin trei fazori identici ca amplitudine şi defazaţi cu 120º între ei). Intre *mărimile de linie şi de fază* (curenţi, tensiuni) şi puterea transformatorului există următoarele relaţii:

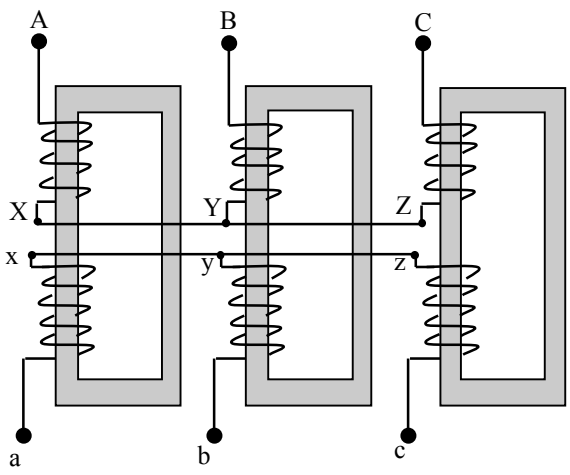
conexiune stea: $S_n = \sqrt{3}U_n I_n = \sqrt{3}U_l I_l = 3U_f I_f$, $I_l = I_f$, $U_l = \sqrt{3}U_f$;

conexiunea triunghi: $S_n = \sqrt{3}U_n I_n = \sqrt{3}U_l I_l = 3U_f I_f$, $I_l = \sqrt{3}I_f$, $U_l = U_f$.

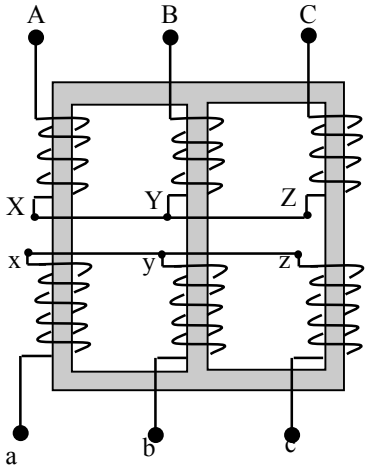
Teoria tehnică (ecuaţiile şi schema echivalentă deduse în § 2.2.2) a transformatorului monofazat este valabilă pe fiecare fază a transformatorului trifazat.

Construcţia asimetrică (relativ la cele trei faze) a miezului cu trei coloane dispuse în acelaşi plan afectează doar forma şi mărimea curenţilor de la funcţionarea în gol. Astfel, curentul absorbit la gol (curentul de magnetizare) pe coloana centrală este mai redus decât

curenții în celelalte două înfăşurări, datorită lungimilor diferite ale zonelor de circuit magnetic care corespund fiecărei coloane (deci reluctanțelor magnetice diferite).



a. Construcție cu trei transformatoare monofazate



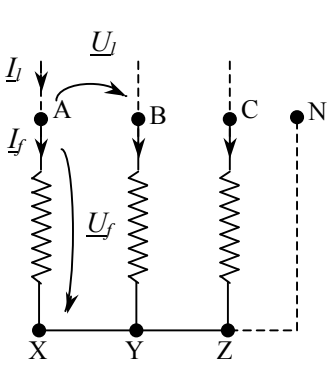
b. Constructie clasică de transformator trifazat cu trei coloane

Fig. 2.16 Construcții de transformatoare trifazate cu înfăşurările primare, respectiv secundare, conectate în stea

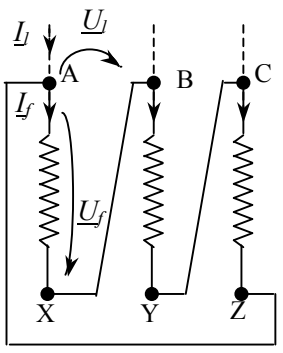
Schema electrică echivalentă (figura 2.8), ecuațiile (2.32) – (2.36), diagrama de fazori (figura 2.9), rămân valabile pe fiecare fază a transformatorului trifazat, iar parametrii schemei (R_1, R'_2, $X_{\sigma 12}$, $X'_{\sigma 21}$, R_{Fe}, X_m) şi mărimile electrice ($\underline{U}_1$, $\underline{U}'_2$, $\underline{I}_1$, $\underline{I}'_2$, $\underline{I}_{10}$, $\underline{E}$) se referă la o fază, în timp ce S_n, P_{Jn}, $P_{\mathrm{Fe}n}$ sunt pentru tot transformatorul şi se repartizează egal pe cele trei faze.

Conexiunea (reprezentată de *schema* şi *grupa de conexiuni)* intervine la transformatorul trifazat ca dată nominală suplimentară față de transformatorul monofazat.

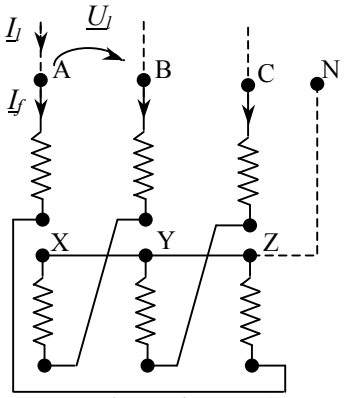
Schema de conexiuni reprezintă modul de conectare a celor trei înfăşurări de fază (primar, respectiv secundar), iar posibilitățile de conectare uzuale sunt *stea* sau *triunghi*, existând şi conexiunea *zig-zag* pentru transformatoarele de distribuție ce funcționează de obicei încărcate nesimetric pe cele trei faze (figura 2.17).



conexiune stea (Y, y)



conexiune triunghi (D, d)



conexiune zig-zag (z)

Fig. 2.17 Conexiunile înfăşurărilor trifazate

Grupa de conexiuni este simbolizată printr-un număr întreg *m* cuprins între 1 şi 12 (respectiv 0), care multiplicat cu 30º conduce la un unghi $\alpha = m \cdot 30^{o}$, care reprezintă defazajul între tensiunile de linie primară şi secundară analoage, măsurat pe o diagramă fazorială, de la primar la secundar, în sensul succesiunii fazelor (fig. 2.18).

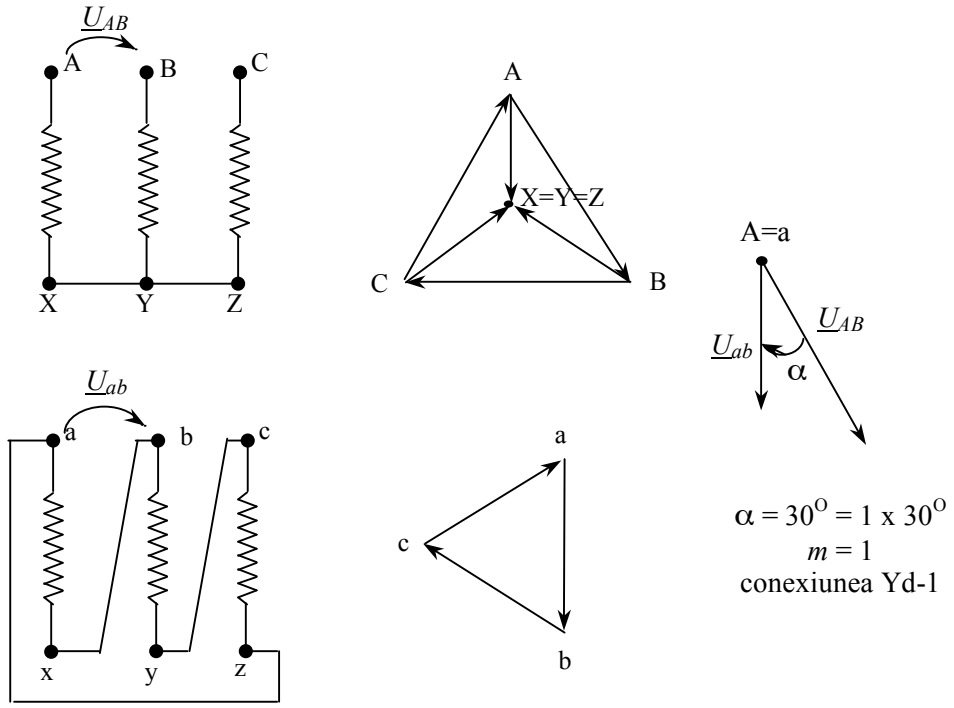
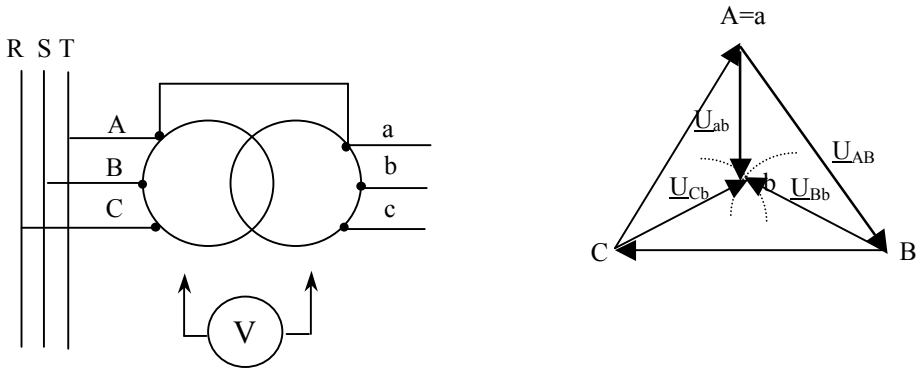


Fig. 2.18 Semnificația grupei de conexiuni

Combinațiile de conexiuni Yd, Dy, Yz conduc la grupe cu *m* impar, iar combinațiile Yy, Dd şi Dz conduc la grupe cu *m* par. La transformatoarele monofazate, grupa de conexiuni poate fi doar 6 sau 12 (respectiv 0), în funcție de sensurile de bobinare şi de aşezarea bobinelor pe coloană.

Cunoaşterea grupei de conexiuni este importantă la conectarea în paralel a două transformatoare trifazate. Tensiunile lor secundare trebuie să aibă aceeaşi valoare şi să fie în fază, pentru a evita apariția curenților de circulație între înfăşurările lor secundare.

Determinarea experimentală a grupei de conexiuni se realizează conectând transformatorul la o rețea de tensiune trifazată, simetrică şi echilibrată de valoare cel mult egală cu tensiunea nominală a înfăşurării de joasă tensiune. Două borne omoloage ale înfăşurărilor de joasă şi înaltă tensiune sunt aduse la acelaşi potențial printr-o legătură galvanică (figura 2.19a). Se măsoară tensiunile de linie corespunzătoare celor două înfăşurări pentru a putea construi grafic, la o scară convenabilă, diagrama de fazori (figura 2.19b); triunghiurile tensiunilor de linie ale celor două înfăşurări au un vârf comun, datorat legăturii galvanice de pe schemă, iar poziția relativă dintre cele două triunghiuri se stabileşte măsurând încă cel puțin două tensiuni între borne ale celor două înfăşurări, de exemplu: U_{Bb} şi U_{Cb}. Construcția diagramei fazoriale se face după cum sugerează figura 2.19b., iar defazajul se măsoară pe diagramă.



a. schema electrică **b.** diagrama fazorială

Fig. 2.19 Determinarea experimentală a grupei de conexiuni

2.3 Transformatoare pentru alimentarea instalațiilor de redresare

In mod frecvent tensiunea nominală a rețelelor de alimentare diferă de tensiunea necesară unor consumatori de curent continuu, alimentați prin redresoare cu elemente semiconductoare şi cele mai multe instalații de redresare funcționează alimentate prin transformator. Funcționarea redresorului (prin suprimarea unor alternanțe ale curentului care îl străbate), deformează şi curenții prin înfăşurările transformatorului. Regimul deformant aduce solicitări suplimentare transformatorului şi impune o supradimensionare a acestuia, față de cazul în care ar lucra în regim sinusoidal.

Pentru a evidenția câteva dintre particularitățile de funcționare ale acestor transformatoare se impun o serie de *ipoteze simplificatoare*:

- transformatoarele se consideră fără pierderi (ideale);
- conducția diodelor se presupune ideală (se neglijează timpii de comutație);
- sarcina transformatorului are un caracter puternic inductiv, astfel încât constanta de timp a circuitului de sarcină $\left(\tau = \frac{L}{R}\right)$ este mult mai mare decât perioada tensiunii de alimentare $\left(T = \frac{2\pi}{\omega}\right)$.

Instalația monofazată cu simplă redresare. In figura 2.20 este reprezentată această instalație, alimentată la o tensiune sinusoidală $u_1(t) = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t$ şi având drept sarcină consumatorul R-L. Elementul de redresare este dioda D.

Datorită caracterului puternic inductiv al consumatorului, curentul prin sarcină este deformat, trecerea lui prin zero fiind întârziată (figura 2.21a pentru circuitul R-L fără diodă de redresare, respectiv figura 2.21b pentru mărimile redresate). Când D este în circuit, conduce atâta timp cât $i_2 = i_s > 0$. Chiar când u_s trece sub valoarea 0, prelungirea curentului i_s forțează conducția în intervalul $\omega t \in [\pi, \omega t_1]$. Pentru a evita întreruperea curentului de

sarcină (în intervalul $\omega t_1 < \omega t < 2\pi$), se adaugă dioda D' care preia conducția în intervalul când este polarizată direct ($\pi < \omega t < 2\pi$) (figura 2.21c).

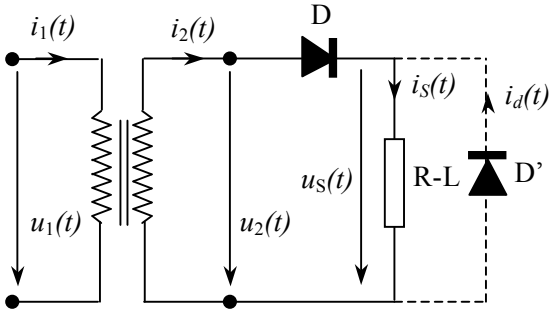


Fig. 2.20 Schema de redresare monoalternanță

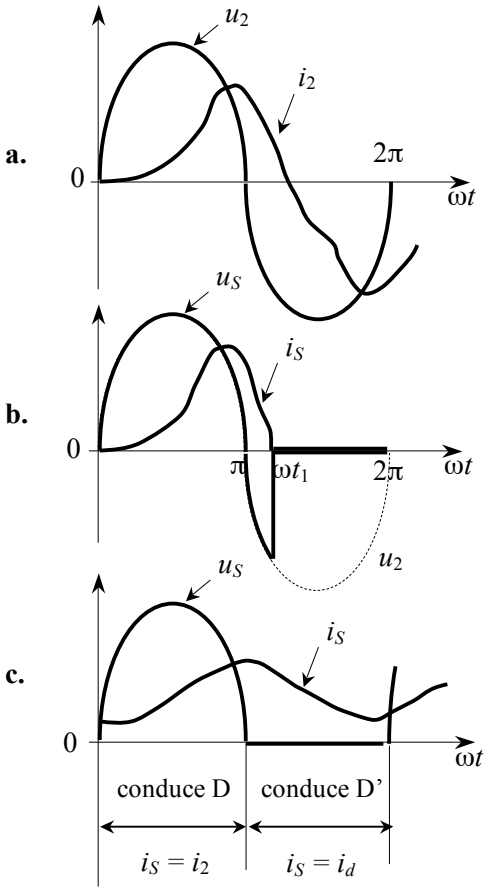


Fig. 2.21 Formele de undă ale tensiunii şi curentului

In figura 2.22 sunt reprezentate (idealizat) formele de undă ale curenților prin transformator.

Curentul secundar i_2 are pulsuri:

$i_2 = I_s$ pentru $0 < \omega t < \pi$

$i_2 = 0$ pentru $\pi < \omega t < 2\pi$

deci forma sa de undă prezintă o componentă continuă de mărimea $I_s/2$, care nu are corespondent în primar.

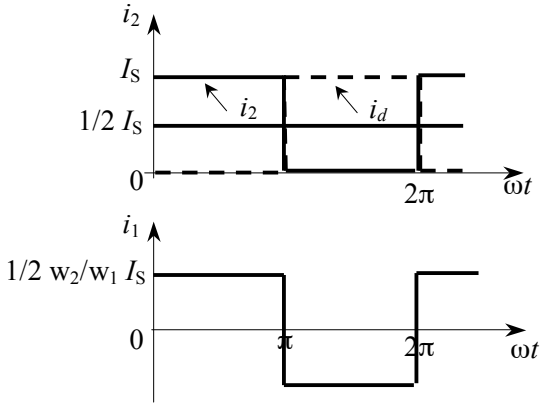


Fig. 2.22 Formele de undă ale curenților prin transformator (secundar, primar)

Compensarea solenațiilor înfăşurărilor transformatorului (în ipoteza neglijării curentului de magnetizare) conduce la relația:

$$w_1 i_1 = w_2\left(i_2 - \frac{I_s}{2}\right),\quad i_1 = \frac{w_2}{w_1}\left(i_2 - \frac{I_s}{2}\right), \tag{2.63}$$

ceea ce conduce pentru i_1 la o formă de undă ca în figura 2.22.

Calculând puterile în circuitul primar, respectiv în cel secundar, rezultă

$$S_1 = U_1 I_1 = \left(\frac{w_1}{w_2}U_2\right)\left(\frac{1}{2}\frac{w_2}{w_1}I_s\right) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}U_s I_s \approx 1{,}11 P_s, \tag{2.64}$$

unde s-a ținut seama de valoarea medie a tensiunii redresate

$$U_s = \frac{1}{T}\int_0^{T/2}\sqrt{2}U_2 \sin\omega t \,\mathrm{d}\,t = \frac{\sqrt{2}}{\pi}U_2, \tag{2.65}$$

respectiv,

$$S_2 = U_2 I_2 = \left(\frac{\pi}{\sqrt{2}}U_s\right)\left(\frac{1}{\sqrt{2}}I_s\right) = \frac{\pi}{2}U_s I_s \approx 1{,}57 P_s, \tag{2.66}$$

unde s-a ținut seama de relația pentru valoarea efectivă a curentului i_2:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[i_2(t)\right]^2 \mathrm{d}\,t} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{T/2} I_s^2 \,\mathrm{d}\,t} = \frac{1}{\sqrt{2}}I_s. \tag{2.67}$$

S-a notat $P_s = U_s I_s$ puterea necesară sarcinii (în curent continuu). Din relațiile (2.64) şi (2.66) rezultă încărcarea diferită a celor două înfăşurări. Pentru a se evita o supradimensionare a transformatorului (prin care va circula puterea S = 1,57 P_s), se face compromisul dimensionării lui la cca. 1/2(S_1 + S_2) ≈ 1,34 P_s, urmând ca secundarul să funcționeze supraîncărcat.

In cazul sarcinii R-L predominant rezistive, curentul i_s ar varia în timp ca şi tensiunea u_s, respectiv curentul i_2, adică dioda D ar permite numai trecerea alternanțelor pozitive şi dioda D' nu ar mai avea nici un rol, deoarece la momentul $\omega t = \pi$ s-ar întrerupe conducția lui D simultan cu trecerea prin zero a curentului $i_s = i_2$. In acest caz, refăcând calculele, secundarul transformatorului ar trebui încărcat la puterea $S_2 \approx 3{,}5\ P_s$, care este diferită mult de cea a primarului.

Instalația monofazată în punte (fig. 2.23) este mai avantajoasă deoarece permite redresarea ambelor alternanțe ale tensiunii secundare. Curentul i_2 nu mai are componentă continuă, iar

$$S_1 = S_2 \approx 1{,}11 P_s. \tag{2.68}$$

Transformatorul este, de această dată, mult mai bine utilizat.

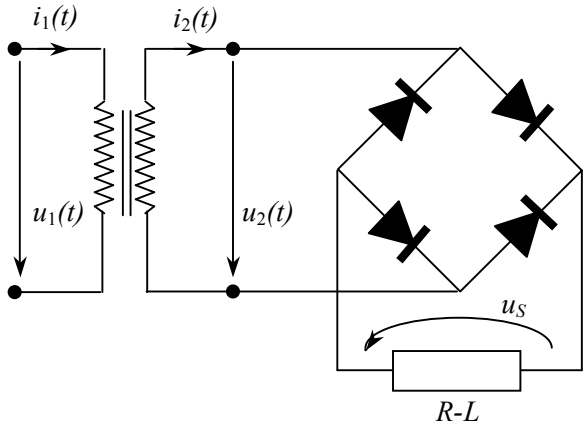


Fig. 2.23 Instalație monofazată în punte

Instalația trifazată cu simplă redresare reprezentată în figura 2.24 alimentează cu tensiune redresată un circuit *R-L*. Redresorul este conectat la o rețea trifazată prin intermediul unui transformator trifazat cu conexiunea înfăşurărilor Yy_o-6, consumatorul fiind conectat între punctul neutru al stelei înfăşurărilor secundare şi catodul comun al diodelor. Fiecare diodă conduce atâta timp cât anodul ei este la un potențial mai ridicat decât al celorlalte două diode (fig. 2.25), iar curentul pe fiecare fază secundară a transformatorului este diferit de zero doar cât dioda de pe faza respectivă este în conducție. Curentul de fază secundar are o componentă continuă (de ex.: pentru faza A, I_{2a} reprezentat în figura 2.25), care nu se transmite în primar; astfel,

$$i_{1A} = \frac{w_2}{w_1}\left(i_{2a} - I_{2a}\right). \tag{2.69}$$

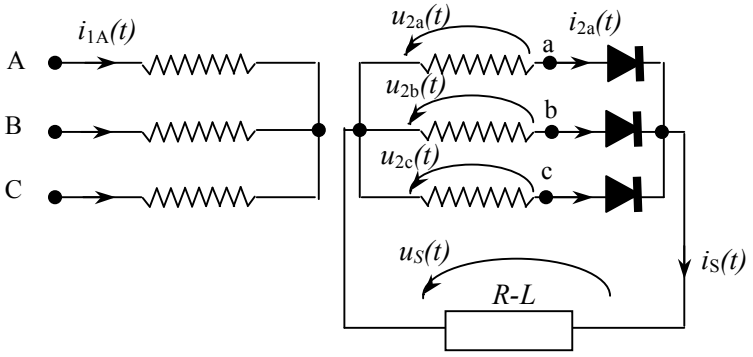


Fig. 2.24 Instalație trifazată cu simplă redresare

Puterile aparente cu care se încarcă transformatorul au expresiile:

$$S_1 = 3U_1 I_1 \approx 1{,}21 P_s\,, \tag{2.70}$$

$$S_2 = 3U_2 I_2 \approx 1{,}48 P_s\,, \tag{2.71}$$

ceea ce face ca puterea de calcul a transformatorului să se considere şi în acest caz o valoare medie între cele două puteri:

$$S = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) = 1{,}35P_s\,. \tag{2.72}$$

Componentele continue ale curenţilor de fază secundari produc în miezul transformatorului fluxuri constante în timp, care se închid prin aer şi elementele metalice de consolidare, producând pierderi suplimentare şi încălziri.

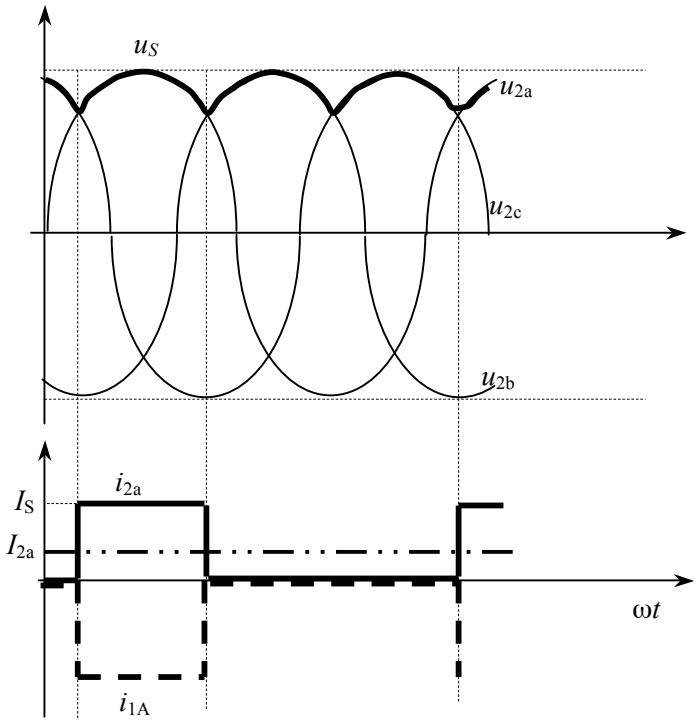


Fig. 2.25 Tensiunea redresată şi curenţii în înfăşurările transformatorului

Instalaţia trifazată în punte (fig. 2.26) permite redresarea ambelor alternanţe ale tensiunii pe fiecare fază şi elimină componenta continuă a curentului de fază secundar.

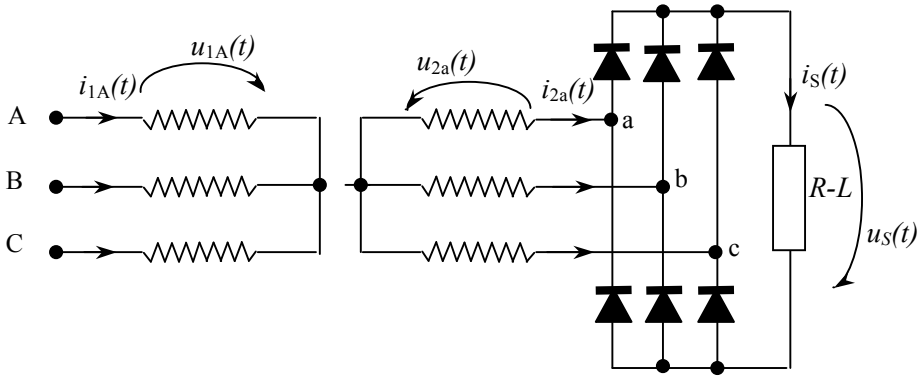


Fig. 2.26 Instalaţie trifazată în punte

In acest caz, tensiunea u_S având şase pulsuri pe o perioadă este mai netedă, iar puterea transformatorului este

$$S_1 = S_2 \approx 1{,}05 P_s \,; \tag{2.73}$$

se produce astfel redresarea în condițiile unei foarte bune utilizări a transformatorului.

2.4. Autotransformatorul

Autotransformatorul este utilizat în instalațiile electrice pentru variația tensiunii cu cel mult (10....50)% față de tensiunea rețelei de alimentare. Constructiv, se poate realiza cu prize fixe sau cu cursor, pentru obținerea variației tensiunii de ieşire.

Infăşurarea primară 1 - 1' (fig. 2.27a) are legătură galvanică cu înfăşurarea secundară (respectiv zona de înfăşurare 2 - 2' este comună). Puterea se transmite de la primar la secundar atât pe cale electromagnetică (ca la transformatoarele obişnuite), dar şi pe cale galvanică, prin curentul comun care străbate înfăşurările, aşa cum arată schema electrică din figura 2.27b.

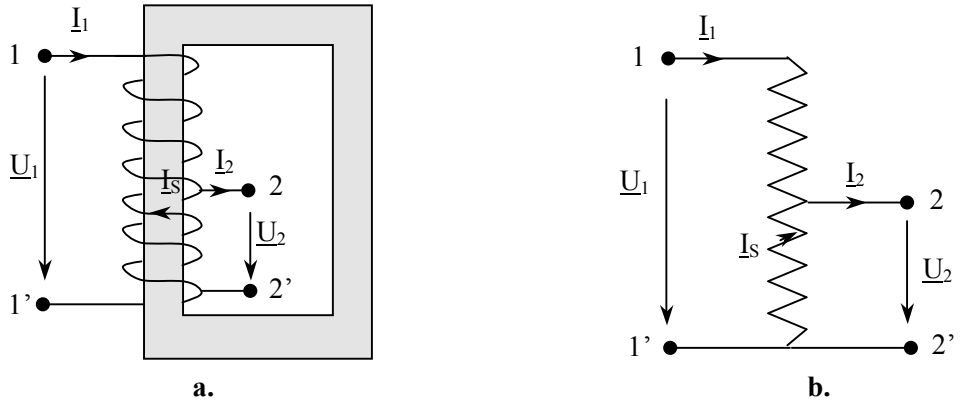


Fig. 2.27 Principiul constructiv (a) şi schema electrică a circuitelor autotransformatorului (b)

Dacă se notează cu S puterea totală transmisă prin autotransformator, în ipoteza neglijării pierderilor la funcționarea în sarcină şi cu S_e puterea transmisă pe cale electromagnetică, respectiv S_g puterea transmisă pe cale galvanică, se pot stabili relațiile:

$$S = S_e + S_g = U_2 I_2 \approx U_1 I_1 \,. \tag{2.74}$$

Introducând raportul de transformare $k_T = U_1 / U_2 \approx I_2 / I_1$ şi considerând că defazajul între curenții $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$ şi $\underline{I}_s$ este neglijabil, suma lor vectorială ($\underline{I}_1 + \underline{I}_s = \underline{I}_2$) se poate înlocui cu suma modulelor lor ($I_1 + I_s = I_2$) şi rezultă:

$$S_e = U_2 I_s = U_2 \left(I_2 - I_1 \right) = U_2 I_2 - \frac{U_1}{k_T} I_1 = \frac{k_T - 1}{k_T} S \,, \tag{2.75}$$

$$S_g = S - S_e = \frac{1}{k_T} S . \tag{2.76}$$

Deoarece puterea S_g impune dimensionarea înfăşurărilor, iar puterea S_e dimensionarea miezului, o dimensionare optimă (consum proporţional de cupru şi fier) se realizează atunci când este îndeplinită relaţia $S_e \approx S_g$, adică $k_T \approx 2$. Uzual, autotransformatoarele se construiesc pentru $k_T \in (1, 3)$.

Autotransformatorul nu realizează separare galvanică între circuitele înfăşurărilor, astfel încât partea de joasă tensiune trebuie protejată şi dimensionată dielectric ca şi cea de înaltă tensiune.

2.5 Transformatoare pentru schimbarea numărului de faze

In automatizări şi în acţionările de mică putere este de multe ori necesară alimentarea unui circuit monofazat de la o reţea trifazată, sau alimentarea unui consumator polifazat (m = 6 sau m = 12) de la aceeaşi reţea trifazată de distribuţie.

Schimbarea de la m_1 = 3 la m_2 = 2. Schema Scott. Sunt utilizate două transformatoare monofazate pentru a alimenta, de la o reţea trifazată, două consumatoare monofazate, sau un consumator bifazat (de exemplu un motor asincron bifazat, utilizat în sisteme de comandă şi poziţionare), cele două tensiuni fiind în quadratură (defazate cu π/2), după cum arată schema electrică şi diagrama de fazori din figura 2.28. Transformatorul T_1 are raportul de transformare $k_{T1} = \frac{w_1}{w_2}$, iar transformatorul T_2 are raportul $k_{T2} = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{w_1}{w_2}$, primarele fiind conectate la aceeaşi reţea, după schema din figura 2.28a.

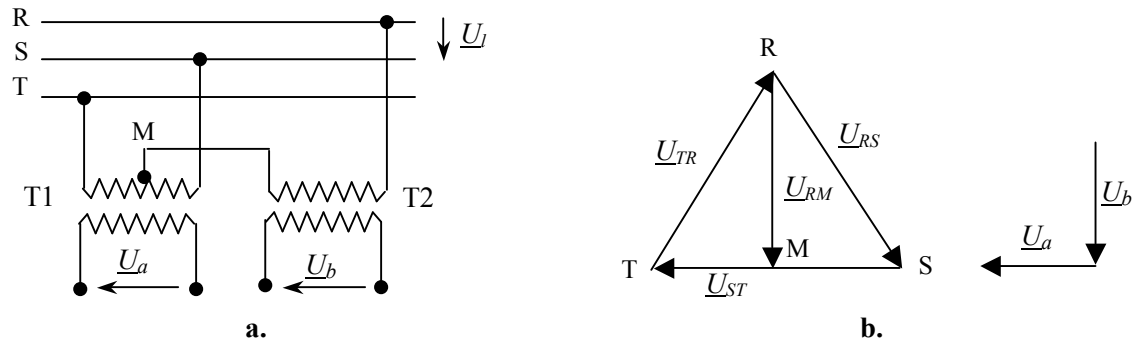


Fig. 2.28 Schema electrică Scott (a) şi diagrama de fazori a tensiunilor (b)

Modulele celor două tensiuni secundare se determină astfel:

$$|\underline{U}_a| = \left|\frac{w_2}{w_1}\underline{U}_{ST}\right| = \left|2\frac{w_2}{w_1}\underline{U}_{SM}\right| = \frac{w_2}{w_1}U_1, \tag{2.77}$$

$$|\underline{U}_b| = \left| \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{w_2}{w_1} \underline{U}_{RM} \right| = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{w_2}{w_1} U_1 \cos 30^0 = \frac{w_2}{w_1} U_1 . \qquad (2.78)$$

După cum se observă, modulele tensiunilor $\underline{U}_a$ şi $\underline{U}_b$ sunt egale, iar defazajul dintre ele este de 90º.

Schema Scott se aplică la alimentarea unor consumatori monofazaţi, din sistemul de distribuţie trifazat a energiei electrice, de exemplu liniile de cale ferată electrificate, prin aşa numitele substaţii de alimentare, sau cuptoarele electrice de mare putere. Schema aleasă are în vedere atât simetrizarea încărcării reţelei trifazate, cât şi asigurarea unui reglaj adecvat al tensiunii secundare, în condiţia obţinerii unei căderi minime de tensiune pe linie. In prezent, schema Scott este din ce în ce mai mult înlocuită în substaţiile de tracţiune cu schema în V (fig. 2.29), la care tensiunile secundare sunt defazate între ele cu 120º, sau se practică simpla conectare în paralel a unor transformatoare monofazate alimentate de la aceeaşi pereche de linii trifazate (fig. 2.30), rezultând tensiuni secundare în fază.

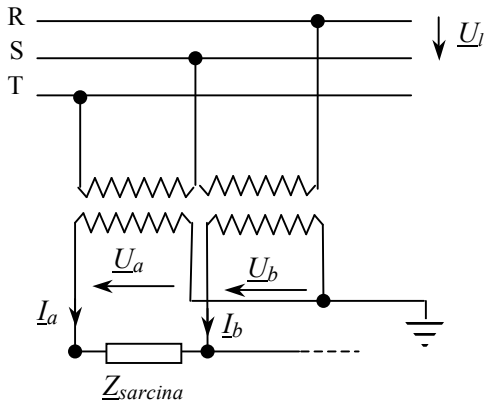


Fig. 2.29 Schema de conectare în V

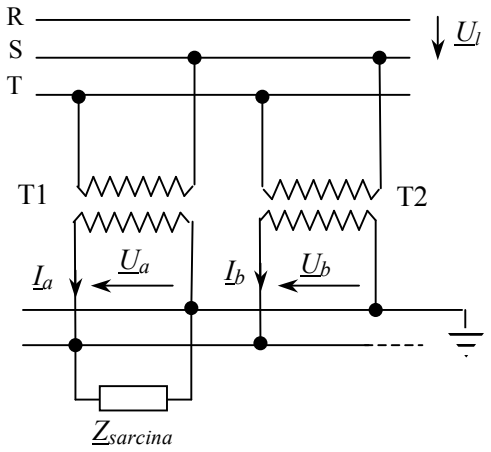


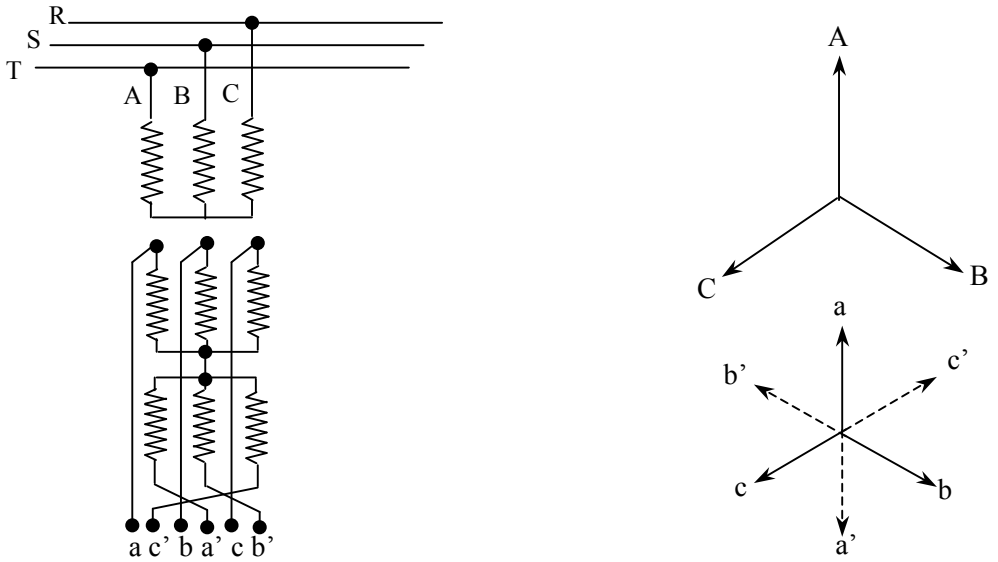
Fig. 2.30 Schema de conectare în paralel

Conectarea în paralel a transformatoarelor presupune alimentarea lor de la aceeaşi reţea de tensiune (circuitele primare conectate în paralel) şi alimentarea aceluiaşi consumator (circuitele secundare conectate în paralel). Pentru buna funcţionare a unui astfel de grup, este nevoie de îndeplinirea următoarelor condiţii:

1. la funcţionare în gol, tensiunile secundare ale transformatoarelor să fie identice (egale ca modul şi în fază, deci diferenţa lor să fie nulă), pentru a nu apare curent de circulaţie între înfăşurările lor secundare;
2. la funcţionarea în sarcină să nu se producă supraîncărcarea unui transformator, adică transformatoarele să se încarce proporţional cu puterile lor nominale. Condiţiile constructive care trebuie să asigure aceste condiţii de bună funcţionare se referă la egalitatea mărimilor: tensiunile nominale (atât primar cât şi secundar), grupele de conexiuni, căderile interne de tensiune, tensiunile de scurtcircuit.

Schimbarea de la $m_1 = 3$ la $m_2 = 6$ şi de la $m_1 = 3$ la $m_2 = 12$. Pentru această transformare este necesar un transformator trifazat cu înfăşurările secundare divizate, fiecare în câte două semibobine. Conexiunile se realizează ca în figura 2.31a, astfel că la capetele înfăşurării secundare (şase borne) se culege un sistem hexafazat de tensiuni (fig. 2.31b).

Aceste transformatoare se utilizează la alimentarea unor instalații de redresare cu punți trifazate (duble pentru instalația hexafazată), care produc o tensiune redresată mai netedă decât o punte simplă. O **schimbare de la $m_1 = 3$ la $m_2 = 12$** se poate realiza cu două transformatoare trifazate, cu secundarele divizate şi legate în dublă stea, iar primarele având conexiuni diferite şi conectate la aceeaşi rețea, ca în figura 2.32



a. schema electrică **b.** diagrama de fazori

Fig. 2.31 Schemă de producere a unui sistem hexafazat de tensiuni

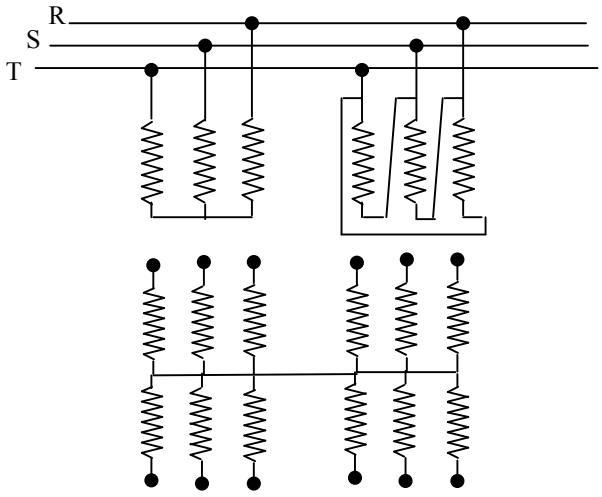


Fig. 2.32 Schemă de schimbare a numărului de faze: 3/12

2.6 Transformatoare de măsură

Transformatoarele de măsură sunt utilizate de obicei în rețelele şi instalațiile de curent alternativ cu tensiuni şi curenți având valori ridicate, realizând transformarea acestora la

valori nepericuloase (de ex. pentru circuite de comandă, protecţie sau monitorizare) şi măsurabile cu aparatele obişnuite, care sunt astfel şi izolate galvanic de părţile instalaţiilor cu tensiuni ridicate şi curenţi intenşi, fiind şi protejate la variaţii bruşte ale acestor mărimi în timpul unor regimuri tranzitorii din reţea.

Transformatoarele de curent. Construcţia unui transformator de curent prevede pentru înfăşurarea primară trecerea unui curent mare (curentul care trebuie măsurat); înfăşurarea primară este formată din câteva spire şi se conectează în serie cu circuitul al cărui curent se măsoară. Infăşurarea secundară are un număr de spire mare şi alimentează un consumator de impedanţă foarte redusă (bobina unui aparat de măsură – un ampermetru, sau a unui releu pe care îl comandă), practic un scurtcircuit. Curentul secundar nominal este standardizat la valorile 5A sau 1A. Există şi varianta constructivă a unui miez toroidal sau a unui circuit magnetic cu o parte mobilă (ca un cleşte), pe care este înfăşurată bobina secundară, iar primarul este chiar conductorul prin care trece curentul intens în instalaţia de putere; acest conductor este trecut prin mijlocul gol al torului sau este cuprins de cleştele mobil.

Simbolizarea în circuitele de măsură a transformatoarelor de curent este ilustrată în figura 2.33.

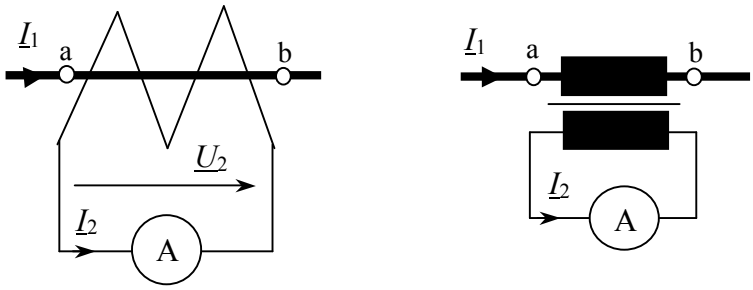


Fig. 2.33 Simbolizarea în schemele electrice a transformatoarelor de curent

Relaţia dintre curenţii (respectiv solenaţiile) înfăşurărilor din teoria transformatorului este: $w_1\underline{I}_1 - w_2\underline{I}_2 = w_1\underline{I}_{10}$. Dacă se consideră solenaţia de magnetizare neglijabilă ($w_1\underline{I}_{10} \approx 0$), ipoteză uzuală pentru regimul de scurtcircuit al transformatorului, curentul ce trebuie măsurat se exprimă în funcţie de curentul măsurat în secundar şi raportul de transformare:

$$I_1 \approx \frac{w_2}{w_1} I_2 = \frac{1}{k_T} I_2 = k_I I_2 . \tag{2.79}$$

Deoarece transformatorul de curent se foloseşte pentru scăderea curentului, rezultă că raportul de transformare are valori foarte ridicate, deci în regimul de funcţionare în gol, tensiunea secundară poate atinge valori foarte mari. De aceea, regimul de funcţionare în gol este un regim periculos pentru funcţionarea acestui transformator, astfel încât transformatoarele de curent sunt prevăzute cu un şunt de scurtcircuitare a bornelor secundare când se întrerupe circuitul secundar.

Ipoteza neglijării curentului de magnetizare se reflectă în erorile de măsură. Funcţionarea transformatorului de curent este afectată de *eroarea de amplitudine* ($k_I \approx w_2/w_1$) şi *eroarea de fază* (defazajul dintre curentul măsurat şi cel din circuitul de măsură). Aceste erori mai sunt influenţate şi de caracterul impedanţei de sarcină.

In funcţie de mărimea acestor erori, transformatoarele de curent funcţionează la diverse clase de precizie:

* 0,1 şi 0,2 pentru testări de laborator, având erori de fază de 5' şi respectiv 10';
* 0,5 şi 1 pentru măsurători industriale, cu erori de fază de 40' şi respectiv 80';
* 3 pentru alimentarea circuitelor de comandă prin relee, traductoare, etc.

Clasa de precizie este respectată la o încărcare în sarcină a transformatorului între 25% şi 100% din încărcarea nominală.

Transformatoarele de tensiune. Construcţia acestui tip de transformator este caracterizată de realizarea înfăşurărilor la curent redus, primarul având număr de spire mult mai mare decât secundarul ($w_1 >> w_2$), deoarece tensiunea care se măsoară se aplică acestei înfăşurări, iar la bornele secundare se conectează aparatul de măsură (voltmetru sau bobina de tensiune a unui wattmetru). Regimul de funcţionare obişnuit este practic în gol (rezistenţa internă a voltmetrului este foarte mare), în timp ce scurtcircuitarea bornelor secundare reprezintă un regim de avarie, prin curentul mare de scurtcircuit. Transformatorul de tensiune se comportă ca un transformator coborâtor de tensiune obişnuit.

Căderea de tensiune în transformator (care depinde de mărimea parametrilor înfăşurărilor) se consideră neglijabilă, astfel că: $U_1 = k_T U_2$, deci în funcţionare apar *erori de amplitudine şi erori de fază*. Se recomandă realizarea acestor transformatoare cu densitate de curent în înfăşurări foarte redusă şi inducţie scăzută în miez, pentru a micşora pierderile în funcţionare. Miezul este de obicei realizat dintr-un material feromagnetic de bună calitate (ex: permalloy).

Clasele de precizie tipice sunt aceleaşi ca la transformatorul de curent, cu menţiunea că se recomandă o încărcare a transformatorului de tensiune între 90% şi 110% din sarcina nominală. Simbolizarea şi modul de conectare sunt prezentate în figura 2.34. Prezenţa transformatoarelor de măsură nu schimbă funcţionarea instalaţiei.

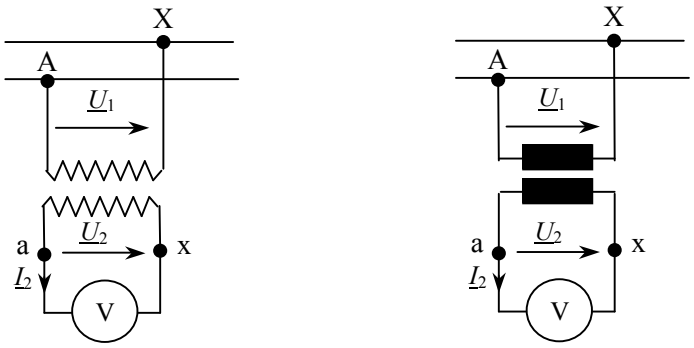


Fig. 2.34 Simbolizarea în schemele electrice a transformatoarelor de tensiune

2.7 Transformatoare de sudare

Instalaţia de sudare cuprinde transformatorul şi o bobină cu inductivitate reglabilă, numită bobină de balast, conectată în secundarul transformatorului, în serie cu electrozii de sudură (fig. 2.35a). Constructiv, primarul transformatorului diferă de secundar, astfel încât înfăşurarea primară este similară construcţiilor obişnuite, în timp ce secundarul este format dintr-o singură spiră de secţiune mare, curentul de sarcină (de sudare) fiind practic curentul

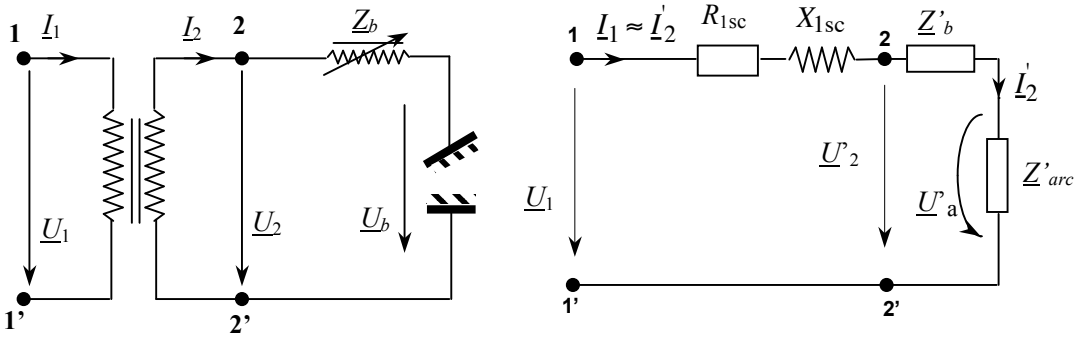
de scurtcircuit al transformatorului. Tensiunea secundară este scăzută la funcționarea în sarcină şi cele două înfăşurări sunt bine izolate.

Ecuațiile de funcționare, conform schemei echivalente (fig. 2.35b), au forma următoare:

$$\underline{U}_1 = \left(R_{1sc} + jX_{1sc}\right)\underline{I}_1 + \underline{U}'_2\,, \tag{2.80}$$

$$\underline{U}'_2 = k_T \underline{U}_2\,,\ \ \underline{I}_1 \approx \underline{I}'_2 = \underline{I}_2 \frac{1}{k_T} \tag{2.81}$$

$$\underline{U}'_2 = \underline{Z}'_b \underline{I}'_2 + \underline{U}'_a\,,\ \ \underline{U}'_a = \underline{Z}'_{arc} \underline{I}'_2 \tag{2.82}$$



a. Schema de funcționare **b.** Circuitul electric echivalent

Fig. 2.35 Schema electrică a circuitului de sudare

Sarcina transformatorului este formată din bobina de balast, o bobină cu miez de fier (puternic inductivă), şi arcul electric al procesului de sudare (puternic rezistiv), dar $\left|\underline{Z}'_{arc}\right| << \left|\underline{Z}'_b\right|$. In procesul de sudare interesează realizarea unei anumite căderi de tensiune U_a care să mențină procesul de sudare şi reglarea curentului de sudare I_2, la această tensiune constantă. Sarcina transformatorului este preponderent inductivă, deci caracteristica externă a transformatorului este puternic căzătoare; ea se poate regla prin variația inductivității L_b a bobinei de balast, realizându-se diferiți curenți de arc la aceeaşi tensiune a arcului (figura 2.36).

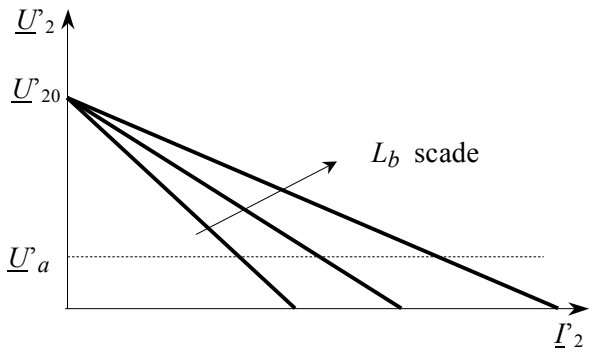


Fig. 2.36 Caracteristici externe şi reglajul curentului de sudare

Inductivitatea bobinei este $L_b = \frac{w_b^2}{\Re_m}$, unde w_b reprezintă numărul de spire al bobinei, iar $\Re_m$ este reluctanţa magnetică a acesteia; w_b şi $\Re_m$ permit reglajul valorii inductivităţii L_b.

Modificarea numărului de spire w_b se poate face prevăzând înfăşurarea cu prize. Metoda nu este avantajoasă prin faptul că se complică construcţia şi reglajul este în trepte

Modificarea reluctanţei circuitului magnetic $\Re_m$ este cea care se utilizează mai mult, acest lucru fiind posibil prin intervenţie asupra mărimilor: δ (întrefier reglabil), A_δ (aria tubului de flux în întrefier), μ_{Fe} (permeabilitatea magnetică a miezului în punctul de funcţionare), după cum arată expresia reluctanţei (în acord cu cele deduse în § 2.1):

$$\Re_m = \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe} A_{Fe}} + \frac{l_\delta}{\mu_0 A_\delta}, \tag{2.83}$$

Reglarea întrefierului se poate face prin deplasarea unei armături mobile care face parte din circuitul magnetic al bobinei. Figura 2.37 prezintă două variante constructive care permit acest reglaj.

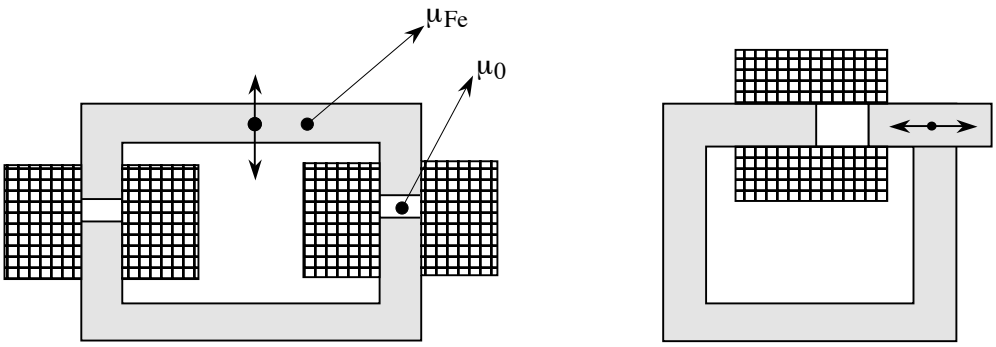
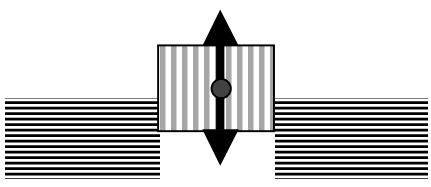


Fig. 2.37 Miezuri magnetice cu întrefier reglabil

Se poate astfel varia lărgimea întrefierului până la 6-7 mm. La valori mai mari devin importante dispersiile şi se măreşte şi A_δ, ceea ce compensează efectul. Amplasarea bobinelor în zona întrefierului are ca efect concentrarea liniilor de flux şi limitarea dispersiilor locale.

Reglarea secţiunii tubului de flux se poate face prin intercalarea în circuit, într-o zonă de întrefier, a unui pachet de tole deplasabil (fig. 2.38), care preia o parte din fluxul magnetic din întrefier. Se preferă realizarea pachetului de tole cu planul tolelor perpendicular pe direcţia liniilor de flux, pentru a introduce o permeabilitate magnetică mai redusă decât a restului circuitului magnetic şi mai apropiată de cea a aerului, astfel încât divizarea tubului de flux să nu fie disproporţionată.

Fig. 2.38 Soluţie de variere a secţiunii tubului de flux



Atât reglarea întrefierului, cât şi a secţiunii tubului de flux, prezintă complicaţii de natură mecanică datorită pieselor în mişcare.

Soluţia modificării permeabilităţii magnetice se aplică cu ajutorul unei bobine suplimentare, plasată pe miezul bobinei şi conectată la o sursă de tensiune continuă. Ea permite premagnetizarea miezului şi deplasarea punctului de funcţionare pe caracteristica magnetică prin simpla variaţie a curentului de comandă I_c (fig. 2.39).

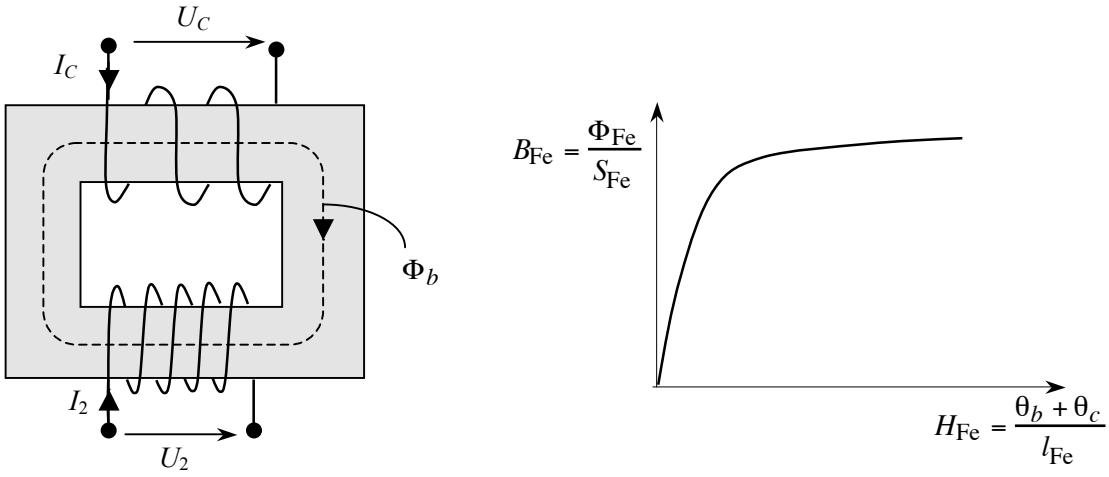


Fig. 2.39 Modificarea μ_{Fe} cu ajutorul unei înfăşurări de comandă

$\mu_{\mathrm{Fe}} = B_{\mathrm{Fe}}/H_{\mathrm{Fe}}$, deci la diverse puncte de funcţionare valoarea lui μ_{Fe} este diferită, ea scăzând pe măsură ce se saturează circuitul magnetic. Metoda este comodă, manevra simplă, în cazul existenţei unei surse suplimentare de tensiune continuă.

Modificarea inductivităţii de dispersie a transformatorului, asociată şi cu modificarea numărului de spire ale înfăşurării secundare (asimilată bobinei de balast) prevăzută cu prize este permisă de o construcţie în care înfăşurarea primară este mobilă în lungul coloanei (fig. 2.40). La îndepărtarea bobinelor, fluxul de dispersie (deci inductivitatea de dispersie) creşte.

Una dintre variantele constructive cel mai des utilizate este **transformatorul cu şunt magnetic**, care are bobina de balast comună cu înfăşurarea secundară, astfel că se obţine o construcţie mai simplă şi mai economică. Inductivitatea variabilă este chiar inductivitatea de dispersie a transformatorului, reglabilă cu ajutorul şuntului magnetic sau prin premagnetizarea miezului. In figura 2.41 sunt prezentate două variante ale transformatorului cu şunt magnetic (a şi b) şi una cu înfăşurare de premagnetizare (c).

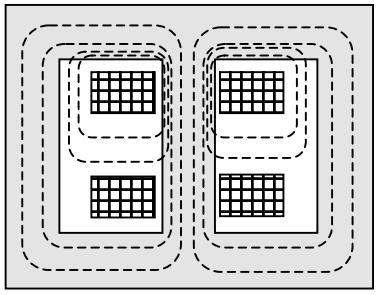


Fig. 2.40 Transformator cu flux de dispersie reglabil

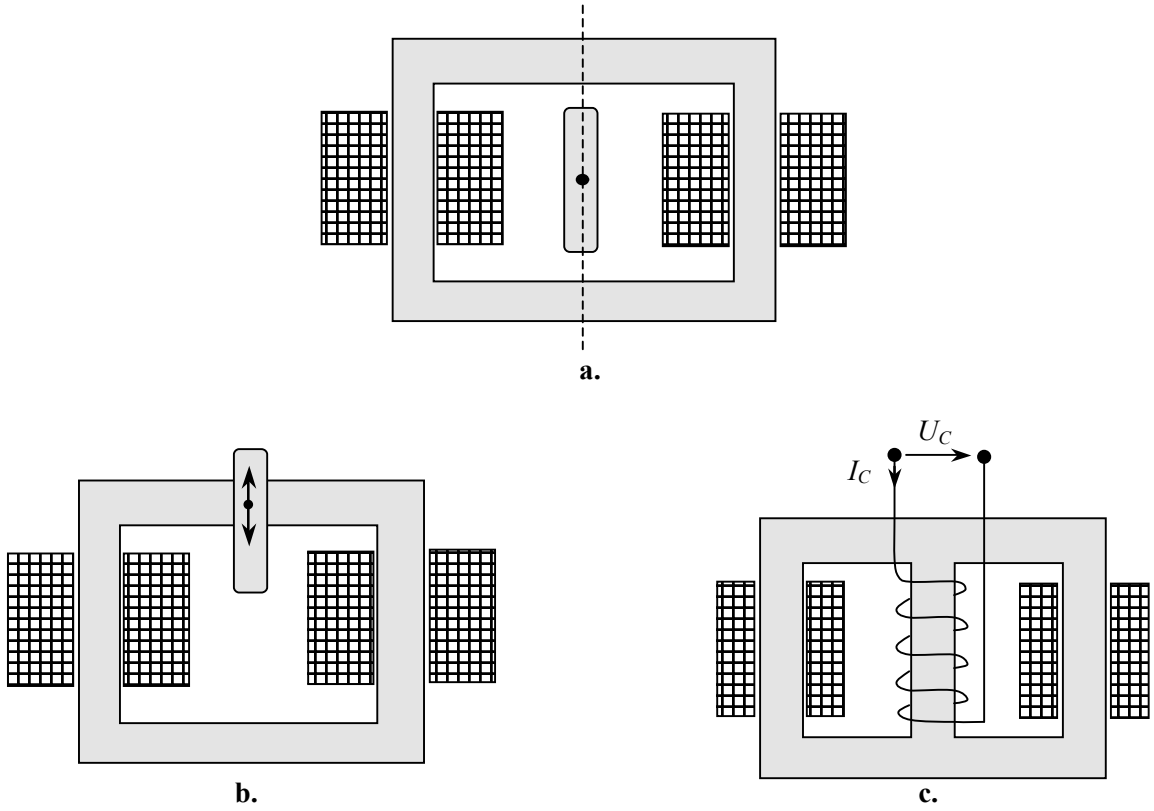


Fig. 2.41 Variante constructive de transformatoare de sudare

2.8 Bobine de inducție

Construcția şi comportarea într-un circuit electric a bobinelor cu miez feromagnetic a fost prezentată în § 2.1. Ele sunt utilizate în circuite de curent alternativ pentru a produce căderi mari de tensiune cu consum redus de putere activă (pierderi Joule scăzute) şi pentru a limita creşterile de curent din circuite, deoarece, prin inductivitatea lor ridicată în raport cu rezistența electrică ($L>>R$) introduc constante de timp mari ($\tau = L/R$); astfel, sunt utilizate pentru a "netezi" forma de variație în timp a curentului redresat de un convertor de frecvență (bobine de netezire, v. § 2.3), sau pentru a proteja părți din instalație la creşterea bruscă a curentului (bobine de limitare şi protecție).

La dimensionarea şi utilizarea unei bobine de inducție cu miez feromagnetic se ține seama de regimul în care va funcționa ea, deoarece variația inductivității bobinei cu intensitatea i a curentului care trece prin spirele sale nu este liniară, ci depinde de reluctanța circuitului magnetic al bobinei şi deci de permeabilitatea magnetică a materialului feromagnetic, datorită caracteristicii de magnetizare a materialului magnetic (v. Anexa IV). Cu notațiile din § 1.3 pentru o bobină cu w spire, plasată pe un miez magnetic cu o zonă de fier şi un întrefier, inductivitatea se poate exprima astfel:

$$L = \frac{w^2}{\Re} = \frac{w^2}{\Re_{Fe} + \Re_\delta} = \frac{w^2}{\frac{1}{\mu_{Fe}}\frac{l_{Fe}}{A_{Fe}} + \frac{1}{\mu_0}\frac{\delta}{A_\delta}}. \tag{2.84}$$

La un curent mare, miezul se poate satura ($\mu_{Fe} \approx \mu_0$) şi inductivitatea scade la valori comparabile cu ale bobinei fără miez feromagnetic (fig. 2.42).

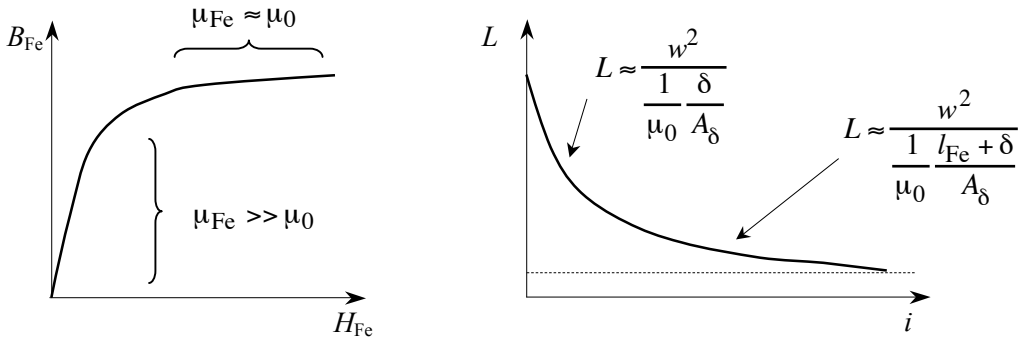


Fig. 2.42 Caracteristica de magnetizare şi variaţia inductivităţii bobinei cu gradul de saturaţie a miezului la curent *i* de mărime variabilă

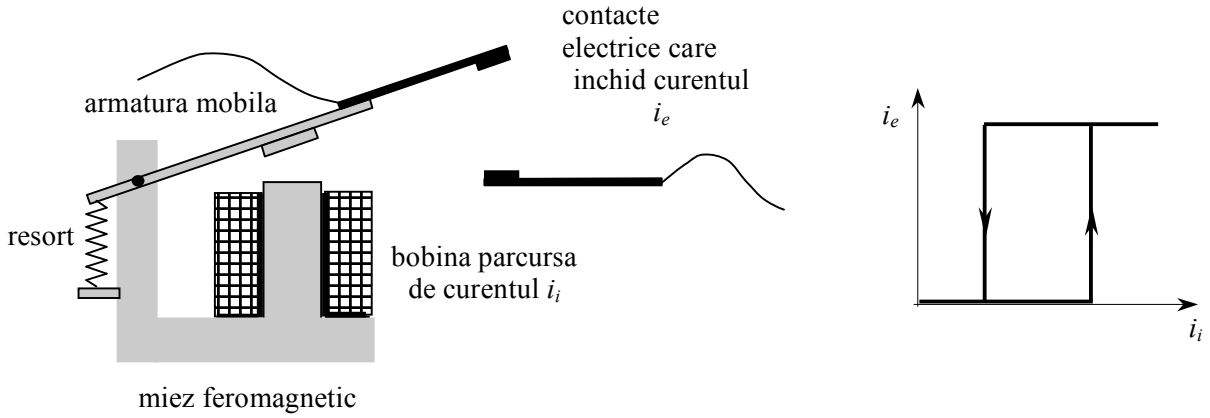
Deşi este frecvent numită bobină de inducţie, **bobina de aprindere** din echipamentul electric auto, are o funcţionare asemănătoare unui transformator ridicător de tensiune. Infăşurarea primară, cu număr cât mai redus de spire (rezistenţă electrică şi inductivitate de dispersie reduse în circuitul primar) este alimentată de la bateria maşinii, la tensiune joasă, cu pulsuri de tensiune, obţinute prin închiderea şi deschiderea temporizată a circuitului său. Temporizarea este în legătură cu ritmul în care se succed în funcţionare cilindrii motorului cu ardere internă. La fiecare puls de tensiune aplicat înfăşurării primare, la bornele înfăşurării secundare, care are un număr mult mai mare de spire decât cea primară (de cca. 100 ori mai multe), apare un impuls de înaltă tensiune (de ordinul kiloVolţilor), care produce o descărcare electrică (scânteie) între cei doi electrozi ai bujiei ce este conectată în acel moment între cele două borne.

Constructiv, există mai multe tipuri de bobine de aprindere, cu miez în circuit închis sau deschis, cu diferite combinaţii de numere de spire şi diferiţi parametri electrici ai înfăşurărilor (rezistenţe şi reactanţe), care permit optimizarea valorii tensiunii de descărcare, a curentului secundar (efectul termic la aprinderea carburantului este proporţional cu pătratul curentului), cât şi timpul de răspuns, respectiv frecvenţa de succesiune a scânteilor.

2.9 Relee electromagnetice

Releul realizează automat o variaţie treaptă a mărimii de ieşire, la aplicarea unei anumite mărimi de excitaţie. Există mai multe categorii de relee: mecanice (cu sistem de temporizare tip mecanism de ceasornic), termice (cu aplicarea efectului termic propriu bimetalului), optice, electronice, pneumatice, hidraulice, electromagnetice, etc.

Releul electromagnetic este construit (fig. 2.43) dintr-un circuit magnetic cu o parte fixă şi una mobilă, pe care este plasată o bobină. Partea mobilă este în legătură cu un sistem de contacte electrice şi cu un resort antagonist, care permite revenirea la poziția de repaus.



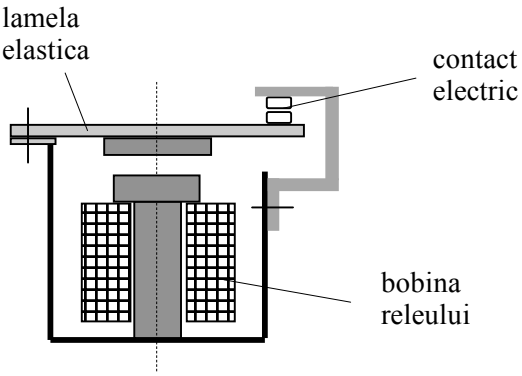
a. Elemente constructive **b.** Funcția de contactor comandat

Fig. 2.43 Schema de construcție şi funcționare a releului electromagnetic

Funcționarea se bazează pe producerea unui câmp magnetic în circuitul magnetic, la apariția unui curent prin înfăşurare. Energia magnetică care se produce în circuitul magnetic variază în sensul minimizării valorii sale (tendința spre o stare de echilibru a oricărui sistem fizic) şi apare o forță electromagnetică ce are tendința să micşoreze întrefierul circuitului, apropiind armătura mobilă de partea fixă a acestuia şi realizând închiderea contactelor electrice (desfăşurarea fenomenelor electromagnetice are la bază legile şi teoremele enunțate în Anexa III). Contactele fac parte dintr-un circuit electric pentru care releul joacă rolul unui contactor acționat de la distanță, automat, prin curentul de excitație al bobinei releului. In figura 2.43b este pusă în evidență funcția de transfer a releului, ca dependență treaptă între curentul din circuitul în care acționează contactele (i_e) şi curentul din bobina releului (i_i).

Releele electromagnetice sunt foarte larg utilizate în sistemele automatizate de acționări electrice. Intre aplicațiile frecvente se numără şi **utilizarea releului electromagnetic la sistemul de control al tensiunii produse de alternatorul auto** (fig. 2.44) unde construcția releului este de tipul prezentat anterior, cu diferența că nu este prevăzut cu resort antagonist, ci armătura mobilă este o lamelă elastică, iar poziția ei de repaus asigură închiderea contactelor, în timp ce la excitarea bobinei contactele sunt deschise. Bobina releului este alimentată cu o tensiune proporțională cu cea produsă de alternator. Când tensiunea produsă de alternator este mai mare decât o anumită valoare ce condiționează încărcarea bateriei, contactele întrerup circuitul becului de semnalizare (lampa de control a încărcării bateriei este stinsă), în timp ce dacă tensiunea produsă de alternator este mai mică decât acea valoare, lampa de control stă aprinsă, indicând că bateria este cea care alimentează consumatorii electrici ai autovehiculului.

a. Construcția releului



b. Schema electrică de funcționare

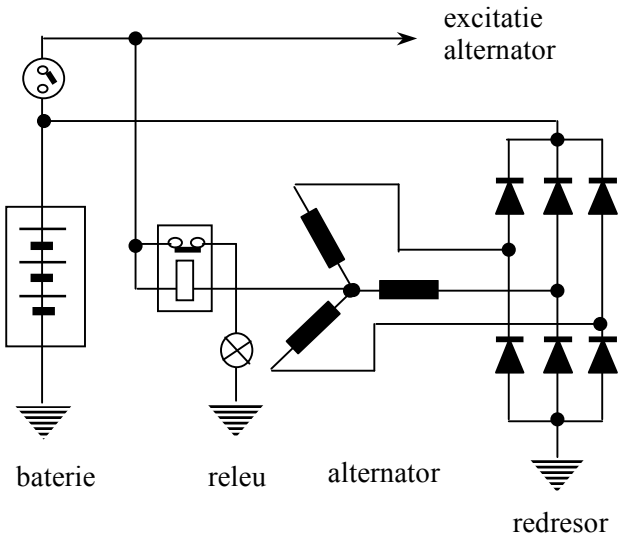


Fig. 2.44 Releu electromagnetic cu utilizare în controlul funcționării alternatorului auto

Capitolul 3

Maşini electrice rotative de curent alternativ

3.1 Elemente generale

Maşinile de curent alternativ au elemente constructive şi funcţionale comune; este vorba de armăturile feromagnetice cilindrice, cu crestături simetric distribuite şi susţinând înfăşurări simetrice, ale căror solenaţii produc câmpuri magnetice alternative şi învârtitoare.

3.1.1 Clasificare. Elemente generale de construcţie

Tipurile constructive şi funcţionale de bază de maşini de curent alternativ sunt maşinile asincrone şi sincrone. Elementul constructiv comun este statorul, realizat din tole de tablă laminată, de 0,5 mm grosime, cu un conţinut de cca. (0,08...0,1)% carbon şi cca. (1,8...2,9)% siliciu, având o faţă acoperită cu material izolant. Pachetul de tole este prevăzut cu crestături identice, dispuse simetric la periferia interioară a statorului şi în care sunt plasate conductoarele înfăşurării.

Infăşurarea statorică, uzual de construcţie *trifazată* ($m = 3$), se află repartizată în aceste crestături, este izolată faţă de miez şi consolidată cu pene la deschiderea crestăturii. Infăşurările se construiesc pentru una sau mai multe *perechi de poli* (p) şi cu excepţia unor cazuri particulare, geometria înfăşurării se repetă identic sub fiecare pereche de poli.

Elementele unei înfăşurări sunt: *bobina*, realizată din una sau mai multe spire (w), având ca zone active laturile (de ducere, respectiv de întoarcere) plasate în crestături diferite; *deschiderea (pasul) bobinei* (y), adică distanţa (în crestături) dintre cele două laturi; *numărul de crestături pe pol şi fază* ($q = Z / (2mp)$), reprezentând numărul de bobine ale aceleiaşi faze, ce se succed (înseriază) şi sunt plasate în crestături alăturate, sub aceeaşi pereche de poli. Infăşurările celor trei faze sunt identice d.p.d.v. constructiv, dar sunt plasate simetric pe circumferinţa armăturii, astfel că decalajul dintre începuturile a două faze succesive, exprimat în crestături, se numeşte *pasul de fază* ($y_f = Z/(mp)$).

Există diferite tipuri de înfăşurări: cu unul sau două straturi de conductoare în crestătură, realizate cu bobine având deschidere de un pas polar ($y = \tau = Z / (2p)$) sau mai mică (pas scurtat $y < \tau$), cu diverse geometrii ale *capetelor de bobină* (zona frontală, care face legătura dintre latura de ducere şi cea de întoarcere), etc. In figura 3.1 este reprezentată schema desfăşurată a unei înfăşurări trifazate, într-un strat, cu datele specificate alăturat. Capetele înfăşurărilor au bornele marcate: AX, BY, CZ, corespunzând celor trei faze.

La maşina asincronă solenaţia înfăşurării statorice produce câmpul magnetic principal (inductor), astfel că armătura şi înfăşurarea statorică formează *inductorul* maşinii. In cazul maşinii sincrone statorul este *indusul*, deoarece la funcţionarea în sarcină solenaţia înfăşurării statorice produce câmpul magnetic de reacţie (răspuns).

Datele înfăşurării:
$m = 3$
$p = 2$
$Z = 24$
$q = 2$
$y = \tau = 6$
$yf = 4$

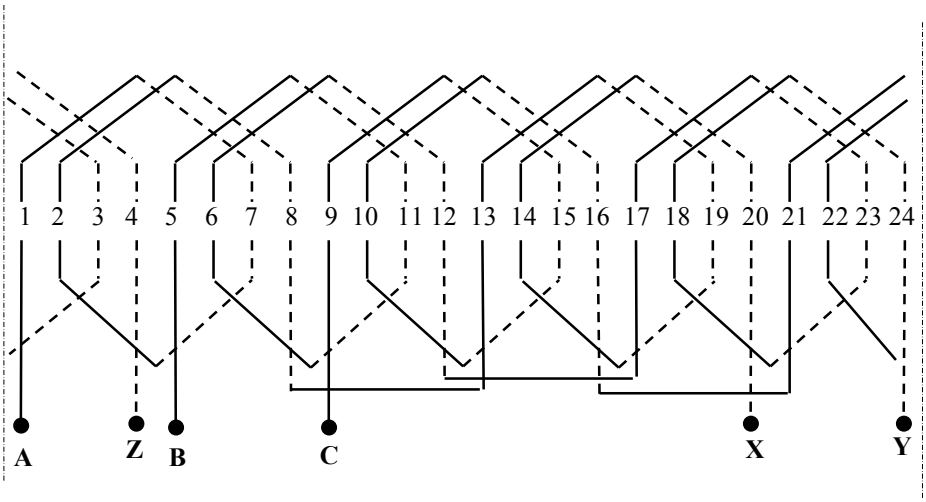
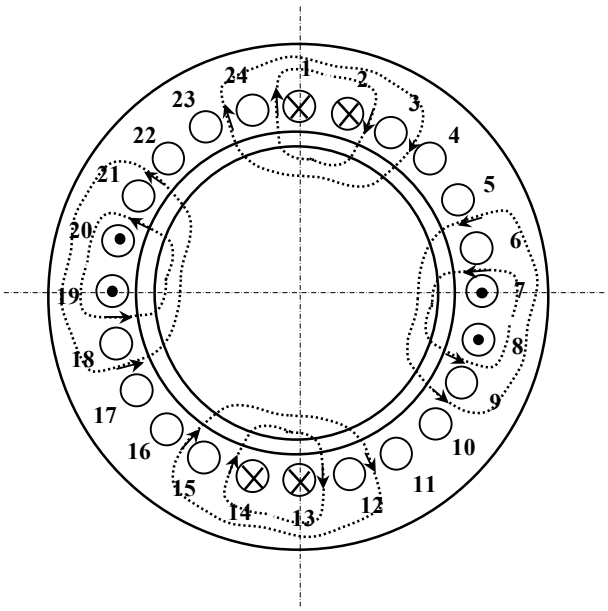


Fig. 3.1 Schema unei înfăşurări trifazate

3.1.2 Câmpuri magnetice alternative şi învârtitoare

Din înfăşurarea reprezentată în figura 3.1 se consideră numai faza AX, cu repartizarea sa în crestăturile unei armături cilindrice şi parcursă de un curent sinusoidal $i(t) = \sqrt{2}\, I \sin \omega t$. In figura 3.2 se reprezintă modul de repartizare a înfăşurării într-o secţiune transversală prin armătură.

Fig. 3.2 Secţiune transversală prin maşina rotativă având o înfăşurare a unei faze repartizată în crestături



Sunt simbolizate sensurile curenţilor prin conductoare. Dacă se reprezintă spectrul liniilor de câmp la un moment oarecare t; se poate deduce modul de formare a celor $2p = 4$ poli, la momentul respectiv. La maşinile de curent alternativ cu înfăşurări repartizate uniform în crestături, polii nu mai sunt asociaţi unor piese constructive, ci depind de organizarea înfăşurării şi de sensul curentului prin conductoare; datorită variaţiei pulsatorii a curentului în timp, polarităţile se schimbă cu aceeaşi frecvenţă.

Pentru a deduce expresia inducţiei acestui **câmp magnetic pulsatoriu (alternativ)** la nivelul întrefierului maşinii, se fac următoarele ipoteze simplificatoare:

- lărgimea întrefierului (δ) este mult mai mică decât diametrul mediu al armăturilor (*D*);

- permeabilitatea magnetică a fierului este mult mai mare decât a aerului ($\mu_{Fe} >> \mu_0$) şi se poate considera chiar $\mu_{Fe} \to \infty$ (echivalent cu $H_{Fe} \to 0$);

- se echivalează întrefierul real (cu crestături), cu un întrefier uniform (între armături netede), astfel că se consideră intensitatea câmpului magnetic în întrefier H_δ, cât şi inducţia magnetică B_δ, constante pe porţiunile dintre conductoarele parcurse de curent.

Aplicând legea circuitului magnetic (în forma simplificată exprimată de teorema lui Ampére, vezi Anexa III) pe un contur Γ care corespunde traseului unei linii de câmp din figura 3.2, rezultă:

$$\oint_\Gamma \mathbf{H}\cdot\mathbf{dr} = i_{S_\Gamma}\ ,\ \ H_{Fe}l_{Fe} + 2H_\delta\delta = N_q i\ , \tag{3.1}$$

unde i_{S_Γ} este curentul total ce străbate o suprafaţă oarecare, S_Γ, ce se sprijină pe curba Γ, produs de N_q conductoare, fiecare conductor străbătut de curentul *i*. In ipoteza armăturilor netede (δ=const.) şi a permeabilităţii magnetice a fierului $\mu_{Fe} >> \mu_0$, respectiv $H_{Fe} \approx 0$, inducţia magnetică în întrefier este constantă la periferia armăturii de sub incidenţa unui pol şi are expresia:

$$B_\delta = \mu_0 H_\delta = \mu_0 \frac{N_q i}{2\delta} = B_{\delta\max}\sin\omega t\ , \tag{3.2}$$

cu o variaţie în timp sinusoidală (ca şi curentul *i*) şi amplitudinea $B_{\delta\max} = \mu_0 \frac{N_q}{2\delta}\sqrt{2}I$. N_q reprezintă numărul de conductoare pe pol şi fază, fiecare conductor fiind parcurs de curentul *i*.

Se poate face o reprezentare grafică a repartiţiei spaţiale a inducţiei magnetice datorată solenaţiei fazei AX, surprinsă la un anumit moment, repartiţie după coordonata unghiulară de la nivelul întrefierului; α_g este unghiul geometric. In figura 3.3 este reprezentată forma de variaţie spaţială a inducţiei magnetice datorată solenaţiei înfăşurării fazei AX.

Deoarece forma distribuţiei spaţiale a câmpului b_δ se repetă sub fiecare pereche de poli, iar în cadrul unei circumferinţe geometrice complete ($\alpha_g = 2\pi$) se găsesc "*p*" perioade ale undei, se convine să se facă distincţie între mărimile: α_g, unghiul geometric şi α_e, unghiul electric, între care există relaţia $\alpha_e / \alpha_g = p$.

Observaţii:

1. Variaţia în timp a inducţiei magnetice b_δ este sinusoidală, astfel că periodic, polarităţile se inversează, iar în anumite momente valorile sunt nule. Variaţia spaţială a inducţiei magnetice b_δ este alternativă.

2. Buna funcţionare a maşinii electrice este favorizată de o repartiţie spaţială a inducţiei cât mai apropiată de sinusoidă. In figura 3.3 se observă că acest lucru se obţine prin repartizarea înfăşurării în mai multe crestături vecine (q > 1). In acelaşi scop se mai folosesc şi alte metode: realizarea înfăşurării cu pas scurtat în locul pasului diametral ($y < \tau$), înclinarea

crestăturilor față de generatoare, repartizarea neuniformă a numărului de conductoare în crestături.

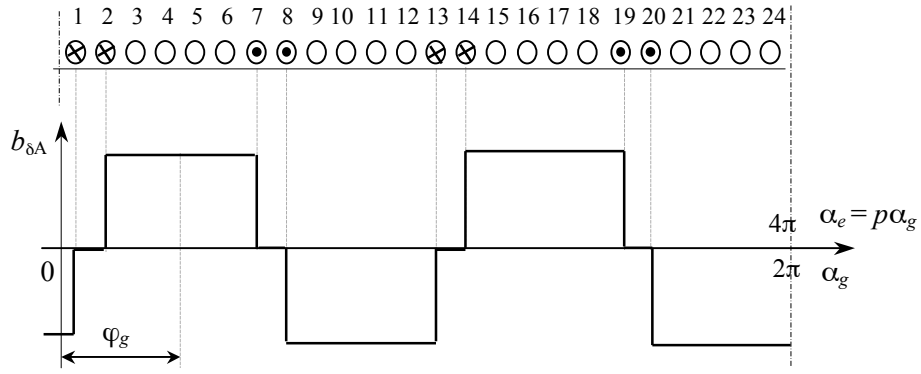


Fig. 3.3 Repartiția spațială a inducției în întrefierul echivalent

O expresie generală a formei de variație în timp şi spațiu a armonicii de ordinul 1 (fundamentala) a inducției câmpului magnetic pulsatoriu este:

$$b_{\delta A}\left(\alpha_g,t\right) = B_{\delta\max 1}\sin\omega t\cos\left(p\alpha_g+\varphi_g\right), \tag{3.3}$$

care se poate simplifica pentru cazul $\varphi_g = 0$ (echivalent cu schimbarea originii reprezentării grafice a funcției $b_{\delta A}(\alpha_g,t)$). Expresia generală a inducției câmpului magnetic pulsatoriu produs de o înfăşurare repartizată în crestături şi parcursă de un curent alternativ se formează prin însumarea tuturor armonicilor spațiale. Funcția îndeplinind condițiile $b_{\delta A}(p\alpha_g)=b_{\delta A}(-p\alpha_g)$ şi $b_{\delta A}(p\alpha_g)=-b_{\delta A}(p\alpha_g+\pi)$ conține numai armonici impare:

$$b_{\delta A}\left(\alpha_g,t\right) = \sum_{\nu=1,3,\ldots} B_{\delta\max\nu}\sin\omega t\cos\nu p\alpha_g\,. \tag{3.4}$$

Infăşurările polifazate (*m* - fazate) sunt alcătuite din *m* înfăşurări monofazate identice ca număr de spire, elemente constructive şi dispunere în crestături, dar poziționate la periferia armăturii cu un decalaj de $2\pi/mp$ grade sau Z/mp crestături, astfel că formează un sistem simetric. Curenții care străbat aceste înfăşurări sunt şi ei defazați cu $2\pi/m$ grade electrice, dar de aceeaşi amplitudine şi frecvență, formând un sistem simetric echilibrat. Pentru a simplifica relațiile se adoptă în continuare cazul sistemului trifazat ($m = 3$), sistem care, de altfel, este întâlnit în marea majoritate a aplicațiilor. Sistemul trifazat simetric şi echilibrat de curenți asociat unei înfăşurări trifazate are forma următoare:

$$i_A(t) = \sqrt{2}I\sin\omega t\,,\quad i_B(t) = \sqrt{2}I\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right),\quad i_C(t) = \sqrt{2}I\sin\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right). \tag{3.5}$$

Aşa cum s-a arătat anterior, fiecare înfaşurare parcursă de un curent alternativ generează un câmp magnetic alternativ (pulsatoriu), ca în expresia (3.4); rezultă un sistem trifazat simetric şi echilibrat de câmpuri magnetice alternative, dispuse spațial simetric, exprimate prin inducțiile magnetice astfel:

$$b_{\delta A}(\alpha_g,t)=\sum_{\nu=1,3,...}B_{\delta\max\nu}\sin\omega t\cos\nu p\alpha_g\,,$$

$$b_{\delta B}(\alpha_g,t)=\sum_{\nu=1,3,...}B_{\delta\max\nu}\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\cos\nu p\left(\alpha_g-\frac{2\pi}{3p}\right),\qquad(3.6)$$

$$b_{\delta C}(\alpha_g,t)=\sum_{\nu=1,3,...}B_{\delta\max\nu}\sin\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)\cos\nu p\left(\alpha_g-\frac{4\pi}{3p}\right).$$

Deoarece, aşa cum s-a arătat în cazul câmpului alternativ, se urmăreşte perfecționarea construcției înfăşurărilor astfel ca undele câmpurilor magnetice să aibă repartiție în spațiu cât mai apropiată de sinusoidă, adică se caută reducerea amplitudinilor armonicilor spațiale de ordin superior, se va continua prezentarea considerând numai fundamentala câmpului magnetic ($\nu = 1$) şi se va neglija prezența armonicilor de ordin superior ($\nu = 3, 5...$). Astfel, expresia inducției magnetice a câmpului produs de înfăşurarea k (unde $k = A, B, C$ pentru sistemul trifazat), este următoarea:

$$b_{\delta k}(\alpha_g,t)\cong B_{\delta\max}\sin\left[\omega t-(k-1)\frac{2\pi}{3}\right]\cos p\left[\alpha_g-(k-1)\frac{2\pi}{3p}\right],\qquad(3.7)$$

iar după aplicarea transformării trigonometrice $\sin\alpha\cos\beta=\frac{1}{2}\left[\sin(\alpha+\beta)+\sin(\alpha-\beta)\right]$ expresia:

$$b_{\delta k}(\alpha_g,t)\cong\frac{1}{2}B_{\delta\max}\left\{\sin\left[\omega t+p\alpha_g-2(k-1)\frac{2\pi}{3}\right]+\sin(\omega t-p\alpha_g)\right\}.\qquad(3.8)$$

Cele 3 unde ale câmpului magnetic se suprapun, iar câmpul rezultant se obține din însumarea undelor $b_{\delta k}$, pentru $k = A, B, C$.

$$b_{\delta A}(\alpha_g,t)=\frac{1}{2}B_{\delta\max}\left[\sin(\omega t+p\alpha_g)+\sin(\omega t-p\alpha_g)\right],$$

$$b_{\delta B}(\alpha_g,t)=\frac{1}{2}B_{\delta\max}\left[\sin\left(\omega t+p\alpha_g-\frac{4\pi}{3}\right)+\sin(\omega t-p\alpha_g)\right],$$

$$b_{\delta C}(\alpha_g,t)=\frac{1}{2}B_{\delta\max}\left[\sin\left(\omega t+p\alpha_g-\frac{8\pi}{3}\right)+\sin(\omega t-p\alpha_g)\right],$$

$$B_{\delta}(\alpha_g,t)=\sum_{k=A,B,C}b_{\delta k}=\frac{3}{2}B_{\delta\max}\sin(\omega t-p\alpha_g).\qquad(3.9)$$

După cum se observă, undele decalate cu $4\pi/3$ formează un sistem trifazat, simetric, echilibrat, astfel că suma lor este nulă.

Prin analogie, cazul unei înfăşurări trifazate se poate generaliza la cazul unei înfăşurări polifazate (*m* - fazate), pentru care expresia inducției magnetice rezultante este următoarea:

$$B_\delta(\alpha_g,t)=\sum_{k=1}^{m}b_{\delta k}=\sum_{k=1}^{m}\frac{1}{2}B_{\delta\max}\left\{\sin\left[\omega t+p\alpha_g-(k-1)\frac{4\pi}{m}\right]+\sin\left(\omega t-p\alpha_g\right)\right\},$$

$$B_\delta(\alpha_g,t)=\frac{m}{2}B_{\delta\max}\sin\left(\omega t-p\alpha_g\right). \qquad (3.10)$$

Expresiile (3.9) şi (3.10) sunt asociate unui **câmp magnetic învârtitor** (circular) trifazat, respectiv polifazat, care se deplasează după o traiectorie circulară în zona întrefierului şi armăturilor cu o viteză Ω constantă, a cărei expresie rezultă din condiția de staționaritate (similar teoriei propagării undelor plane): $\omega t - p\alpha_g$ = const., iar prin diferențierea acestei ecuații $\mathrm{d}(\omega t - p\alpha_g) = 0$ rezultă

$$\Omega=\frac{\mathrm{d}\alpha_g}{\mathrm{d}t}=\frac{\omega}{p}=\frac{2\pi f}{p},\ \text{respectiv}\ n=\frac{\Omega}{2\pi}=\frac{f}{p}. \qquad (3.11)$$

Viteza Ω se numeşte *viteză unghiulară de sincronism* a câmpului magnetic învârtitor, iar *n* este *turația de sincronism* care-i corespunde.

De exemplu, la frecvența industrială de 50 Hz, valorile pe care le poate avea turația de sincronism sunt specificate în tabelul 3.1.

Tabelul 3.1 Valorile turației de sincronism la frecvența de 50 Hz

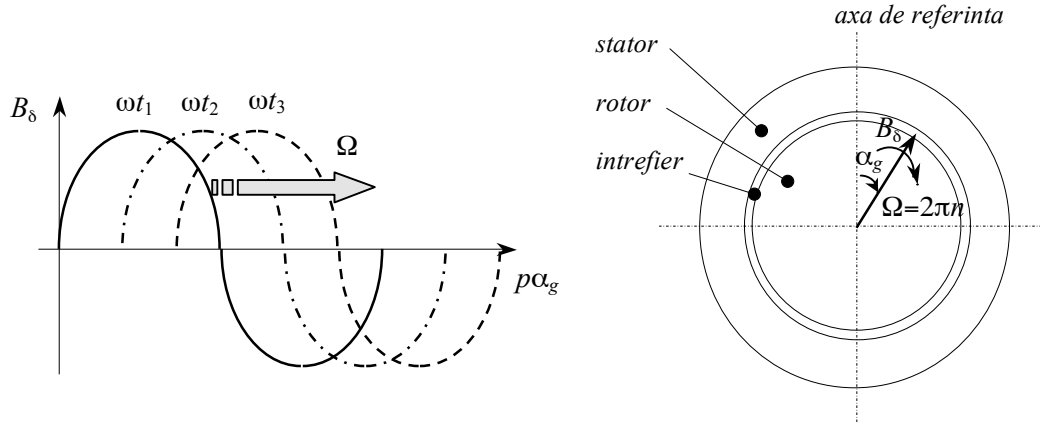
p		1	2	3	4	5	…
$n=\frac{f}{p}$	[rot/s]	50	25	50/3	12,5	10	…
	[rot/min]	3000	1500	1000	750	600	…

Câmpul magnetic învârtitor are amplitudine constantă. In orice punct din spațiu (α_g) variația în timp este sinusoidală, iar în orice moment t_i, câmpul are o distribuție spațială sinusoidală.

In figura 3.4a este sugerată deplasarea în spațiu a undei câmpului magnetic învârtitor, produs de o înfăşurare polifazată. Sensul de rotație al câmpului este sensul succesiunii fazelor. Câmpul magnetic învârtitor se poate reprezenta printr-un fazor (vector) spațial, de amplitudine $B_{\delta\max}$, orientat după direcție radială în maşină şi care se roteşte în jurul axei longitudinale a maşinii (fig. 3.4b).

Pentru cazul unei înfăşurări trifazate, în figura 3.5 sunt prezentate spectrele de câmp magnetic învârtitor, la trei momente succesive.

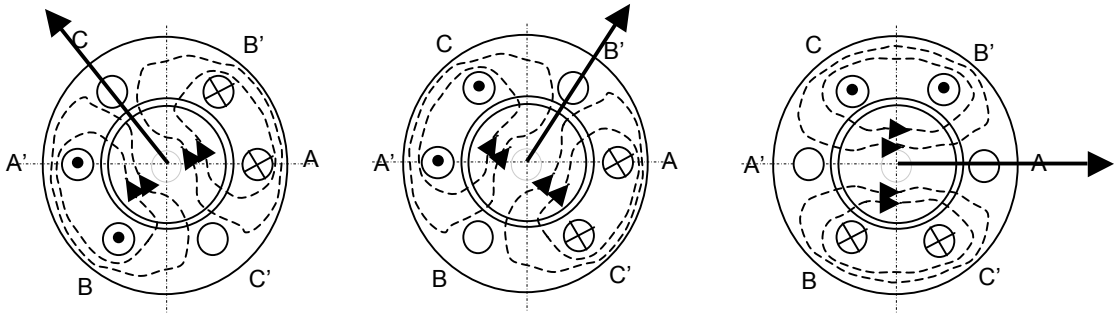
Observație. Aşa după cum se observă din relația (3.7) pentru inducția magnetică produsă de o înfăşurare *k* oarecare, $b_{\delta k}(\alpha_g,t)$, prin descompunerea produsului de funcții trigonometrice ($\sin\alpha\cos\beta$) într-o sumă de două funcții sinus, un câmp magnetic pulsatoriu (alternativ) se poate considera compus din două unde învârtitoare, care au amplitudini egale şi turații de sincronism egale, dar cu sensuri opuse.



a. deplasarea undei inducţiei câmpului magnetic învârtitor

b. reprezentare fazorială a inducţiei câmpului magnetic învârtitor

Fig. 3.4 Reprezentări ale câmpului magnetic învârtitor



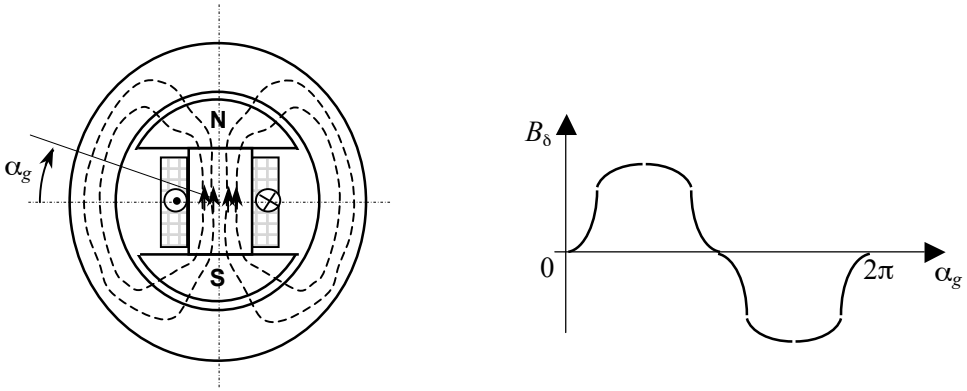
$\omega t = \pi/3$
$i_C = 0$
$i_A = - i_B$

$\omega t = 2\pi/3$
$i_B = 0$
$i_A = -i_C$

$\omega t = \pi$
$i_A = 0$
$i_B = -i_C$

Fig. 3.5 Distribuţia câmpului magnetic învârtitor la trei momente succesive

In maşinile electrice echipate cu înfăşurare de excitaţie parcursă de curent continuu sau cu magneţi permanenţi, cum este cazul maşinii de curent continuu şi a maşinii sincrone se produce un **câmp magnetic heteropolar, constant în timp** şi cu o distribuţie spaţială dependentă de geometria armăturii inductoare. Astfel, în figura 3.6a este reprezentată o secţiune transversală printr-o maşină având armătura rotorică echipată cu o pereche de poli ce susţin o înfăşurare străbătută de curent continuu. Câmpul magnetic produs în maşină este şi el constant în timp, iar la nivelul întrefierului are o distribuţie spaţială ca în figura 3.6b.



a. Spectrul câmpului magnetic **b.** Repartiția spațială a inducției magnetice

Fig. 3.6 Câmpul magnetic heteropolar constant în timp

Expresia lui analitică are forma

$$B_\delta(\alpha_g) = \sum_{\nu=1,3...} B_{\delta\max\nu} \sin \nu p \alpha_g \,. \tag{3.12}$$

In cazul armăturii în mişcare de rotație (caz întâlnit în funcționarea maşinii sincrone) câmpul magnetic se va roti cu aceeaşi turație ca şi rotorul, devenind **un câmp magnetic învârtitor** față de stator cu variație, atât în timp cât şi în spațiu, similară câmpului magnetic învârtitor creat de sistemele polifazate. Astfel, ec. (3.12) devine: $B_\delta(\alpha_g, t) = \sum_{\nu=1,3...} B_{\delta\max\nu} \sin \nu p(\Omega t - \alpha_g)$, unde $\Omega = 2\pi n$ este viteza unghiulară de rotație. Turația câmpului, egală cu a rotorului, este turația de sincronism, *n*.

4.1.3 Tensiuni electromotoare induse în înfăşurările maşinilor de curent alternativ

Pentru deducerea expresiilor tensiunilor electromotoare induse în înfăşurările maşinilor de c.a. se consideră în continuare o succesiune de modele.

I. Tensiunea electromotoare indusă într-o înfăşurare fixă, aflată în câmp magnetic învârtitor

O armătură cilindrică prevăzută cu magneți permanenți (sau electromagneți excitați în curent continuu) repartizați uniform la periferie şi aflată în mişcare de rotație în jurul axei sale (tipul constructiv al rotorului maşinii sincrone, fig. 3.6a), prezintă condițiile producerii unui câmp magnetic învârtitor. In raport cu armătura rotorică, acesta este constant în timp şi are o distribuție spațială fixă, distribuție dictată de succesiunea polarităților magneților. In raport cu armătura statorică, acelaşi câmp magnetic este învârtitor; el se roteşte odată cu rotorul având, desigur, aceeaşi turație cu acesta.

Ia. Cazul înfăşurării concentrate

Figura 3.7a prezintă configurația cea mai simplă a unei armături rotorice cu o pereche de poli ($p = 1$), plasată concentric cu o armătură fixă (statorică) ce susține o înfăşurare cu *w* spire, de forma unei bobine, concentrată în două crestături aflate la distanța *y* pe circumferința armăturii. La o anumită poziție a rotorului, câmpul magnetic creat în întrefierul dintre cele

două armături are forma din figura 3.7b, iar t.e.m. indusă prin variația fluxului la nivelul suprafeței ce se sprijină pe conturul spirei (vezi legea inducției electromagnetice în Anexa III) va avea o formă de variație în timp similară (fig. 3.7c).

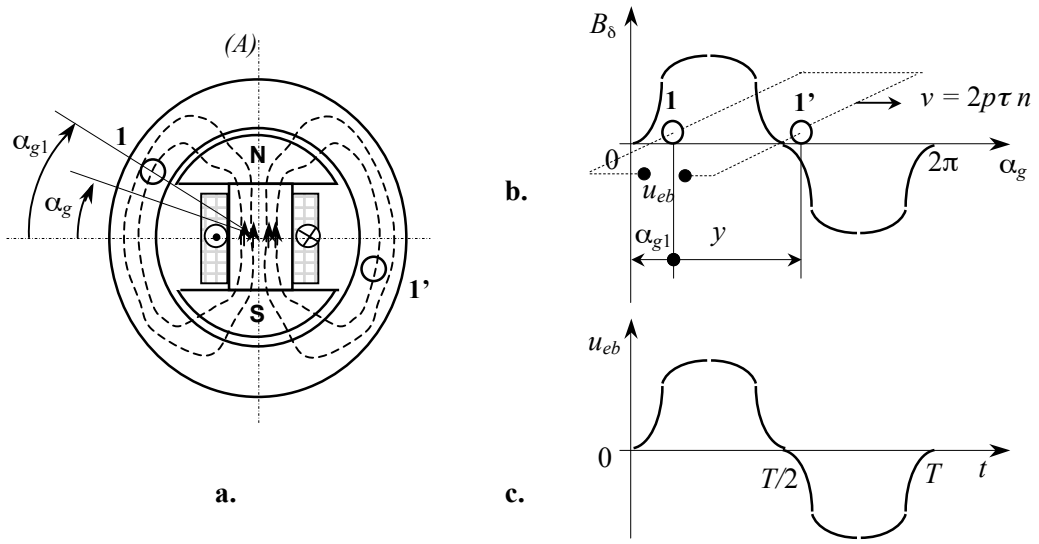


Fig. 3.7 T.e.m. indusă prin mişcare (spira fixă, câmpul rotitor)

Expresia câmpului magnetic învârtitor inductor care aproximează curba din figura 3.7b în ipoteza neglijării armonicilor şi considerării unei forme sinusoidale, este

$$B_\delta\left(\alpha_g,t\right) = B_{\delta\max}\sin p\left(\Omega t - \alpha_g\right) = B_{\delta\max}\sin p\left(2\pi nt - \alpha_g\right), \tag{3.13}$$

unde $\Omega = 2\pi n = 2\pi f/p$ este viteza unghiulară a rotorului şi implicit a câmpului inductor, iar α_g este coordonata unghiulară curentă a armăturii statorice.

O situație analogă se întâlnește dacă este oprită pe loc armătura rotorică şi o dată cu ea câmpul magnetic (care va avea o repartiție aproximativ sinusoidală în spațiu) şi se roteşte armătura statorică împreună cu bobina, cu viteza $v=2p\tau n$, în sens opus.

Tensiunea electromotoare indusă în înfăşurare rezultă prin compunerea tensiunilor electromotoare induse în fiecare spiră (cu două conductoare active, notate cu 1 şi respectiv 1')

$$u_{eb}(t) = we_{spira}(t) = -w\frac{\mathrm{d}\Phi_{spira}}{\mathrm{d}t} = w\int_{\Gamma_{spira}}\left[\mathbf{v}\times\mathbf{B}_\delta\left(\alpha_g,t\right)\right]\cdot\mathbf{dl} =$$

$$= wpn\tau l\left[B_\delta\left(\alpha_{g,1},t\right) - B_\delta\left(\alpha_{g,1}+y,t\right)\right]$$

unde $\Phi_{spira} = \int_{S_{spira}}\mathbf{B}_\delta\left(\alpha_g,t\right)\cdot\mathbf{n}\,\mathrm{d}A$ reprezintă fluxul magnetic ce se închide printr-o suprafață care se sprijină pe conturul unei spire, iar l reprezintă lungimea unei laturi de bobină în câmp magnetic (aproximativ egală cu lungimea armăturilor). $\alpha_{g,1}$ marchează poziția conductorului (1) al spirei (în raport cu coordonata unghiulară α_g), iar $\alpha_{g,1} + y$ corespunde poziției conductorului (1')

Cu expresia (3.13) pentru B_δ, şi după aplicarea unor transformări trigonometrice,

t.e.m. indusă la nivelul bobinei are forma

$$u_{eb}(t) = 2wpn\tau lB_{\delta\max}\cos\left[2\pi pnt - p\left(\alpha_{g,1} + \frac{y}{2}\right)\right]\sin p\frac{y}{2}. \qquad (3.14)$$

Variația în timp a t.e.m. u_{eb} este armonică, cu pulsația $\omega = 2\pi pn = 2\pi f$. Defazajul inițial $p(\alpha_{g,1}+y/2)$ poate fi eliminat prin alegerea axei de referință pentru măsurarea deplasării unghiulare α_g, chiar pe axa de simetrie a bobinei. Se observă că amplitudinea t.e.m. induse în înfăşurare este proporțională cu turația câmpului magnetic învârtitor n şi cu un factor dependent de pasul sau deschiderea y a bobinei, numit *factor de scurtare* $k_s = \sin\left(p\frac{y}{2}\right)$,

$$u_{eb}(t) = 2wk_s pn\tau lB_{\delta\max}\cos\left[2\pi pnt - p\left(\alpha_{g,1} + \frac{y}{2}\right)\right]. \qquad (3.15a)$$

Dacă bobina are *pas diametral*, adică $y = \tau = \frac{2\pi}{2p} = \frac{\pi}{p}$, atunci $k_s = \sin\left(\frac{p}{2}\frac{\pi}{p}\right) = 1$, iar dacă bobina are pas scurtat, adică $y < \tau = \frac{\pi}{p}$ (sau lungit $y > \tau = \frac{\pi}{p}$), atunci $k_s < 1$. Scurtarea pasului afectează amplitudinea t.e.m. induse în spirele înfăşurării, dar se poate demonstra [B, 1], [F, 1] că o alegere potrivită a pasului scurtat (recomandabil $y \approx (0{,}8 \ldots 0{,}85)\tau$), afectează foarte puțin (sub 5%) amplitudinea fundamentalei, în schimb poate aduce reduceri considerabile (peste 50%) ale amplitudinilor armonicilor (neglijate în contextul prezentului model).

Observație.

Realizarea înfăşurărilor de c.a. cu pas scurtat este o măsură constructivă care se practică în mod curent pentru reducerea armonicilor din curba t.e.m. induse, astfel că ipoteza neglijării acestor armonici în modelele prezentate în acest paragraf este cu atât mai justificată.

Ib. Cazul înfăşurării repartizate

Infăşurarea este formată din q bobine, fiecare având w/q spire şi dispuse în q crestături alăturate, ca în figura 3.8a, unde s-a considerat $q = 3$; cele q bobine au aceeaşi deschidere y.

Tensiunea electromotoare indusă în spirele întregii înfăşurări se poate exprima ca sumă a tensiunilor electromotoare induse în fiecare din cele q bobine, acestea fiind determinate după modelul prezentat la cazul Ia,

$$u_{eb} = \sum_{i=1}^{q} e_{sp}^{(i)} = \sum_{i=1}^{q} 2\frac{w}{q}k_s\, pn\tau lB_{\delta\max}\cos p\left[2\pi nt - \left(\alpha_{g,i} + \frac{y}{2}\right)\right].$$

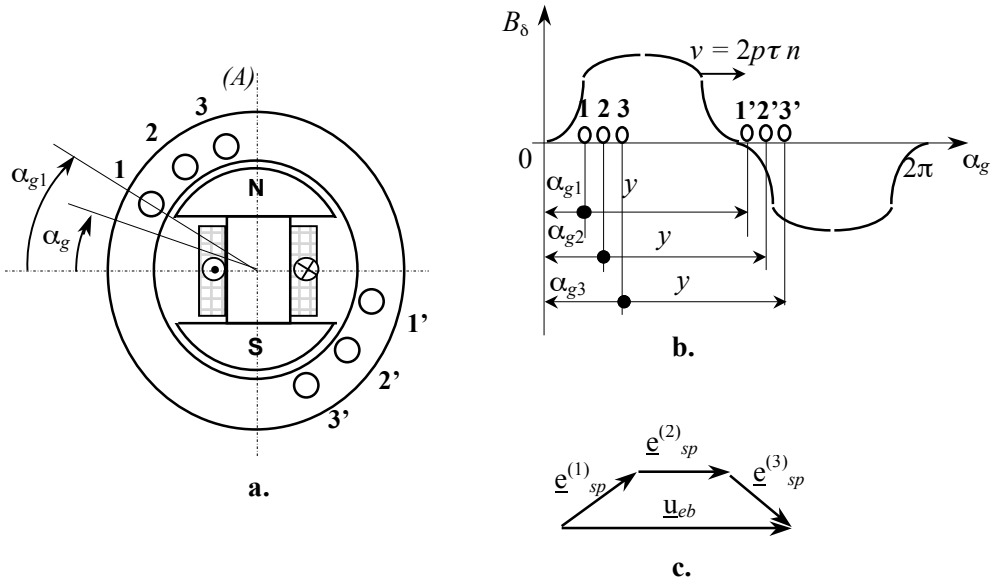


Fig. 3.8 Infăşurare repartizată, aflată în câmp magnetic învârtitor

După cum se observă, t.e.m. induse $e_{sp}^{(i)}$ diferă prin valorile instantanee ale inducției corespunzătoare pozițiilor în câmp ale bobinelor *(i)*. Insumarea lor poate fi privită prin similitudine cu o reprezentare fazorială astfel: fazorii asociați mărimilor $e_{sp}^{(i)}$ sunt defazați în timp cu unghiul electric $\Delta\alpha_g = p\alpha_{g,i} - p\alpha_{g,i-1}$, $i = 1,2,\ldots,q$, ceea ce face ca rezultanta lor, la un moment dat, să aibă amplitudinea mai mică decât suma amplitudinilor fazorilor respectivi (fig. 3.8c). Dacă se defineşte *factorul de repartizare* $k_q = \dfrac{|\underline{u}_{eb}|}{\sum|\underline{e}_{sp}^{(i)}|}$, (evident $k_q < 1$ pentru $q > 1$), expresia tensiunii electromotoare induse în înfăşurarea repartizată devine

$$u_{eb}(t) = 2wk_s k_q p n\tau l B_{\delta\max} \cos p\left[2\pi nt - \left(\alpha_{g,\text{med}} + \frac{y}{2}\right)\right], \qquad (3.15b)$$

unde $\alpha_{g,\text{med}} = \dfrac{\sum_{i=1}^{q}\alpha_{g,i}}{q}$ este coordonata unghiulară medie a înfăşurării repartizate (a grupului de q bobine).

Observații.

1. La fel ca şi factorul de scurtare, factorul de repartizare are o expresie analitică ce poate fi dedusă [B, 1], [F, 1] şi care arată că repartizarea afectează în mod diferit fundamentala şi armonicile, în sensul reducerii acestora.

2. Produsul dintre cei doi factori care afectează amplitudinea t.e.m. induse în înfăşurare poartă denumirea de factor de înfăşurare $k_w = k_s\, k_q$ şi este dependent de elementele geometrice ale înfăşurării.

3. Din expresiile (3.14), (3.15a) şi (3.15b) se poate observa că turaţia câmpului magnetic învârtitor inductor afectează t.e.m. indusă, atât în amplitudine, cât şi în pulsaţie.

II. Tensiunea electromotoare indusă într-o înfăşurare mobilă, aflată în câmp magnetic învârtitor

Dacă se consideră acum că armătura pe care se află înfăşurarea este şi ea mobilă şi se roteşte cu o turaţie n^*, diferită de cea a câmpului magnetic învârtitor ($n^* \neq n$), se pot relua raţionamentele anterioare, echivalând noul caz cu cel anterior, în care înfăşurarea este fixă şi câmpul magnetic învârtitor are turaţia $\Delta n = n - n^*$. Astfel, expresia t.e.m. induse în înfăşurare (în cazul general, înfăşurare repartizată şi cu pas scurtat) este

$$u_{eb}(t) = 2wk_w p(\Delta n)\tau l B_{\delta\,\max} \cos p\left[2\pi(\Delta n)t - \left(\alpha_{g,\mathrm{med}} + \frac{y}{2}\right)\right]. \tag{3.16}$$

Observaţie.

Amplitudinea şi pulsaţia t.e.m. induse au valori proporţionale cu diferenţa dintre turaţia câmpului magnetic inductor şi turaţia armăturii pe care se găseşte înfăşurarea. Astfel, este evident că dacă cele două turaţii sunt egale, nu apare t.e.m. indusă în înfăşurare.

In mod analog se poate deduce expresia t.e.m. induse într-o înfăşurare de curent alternativ de către câmpul magnetic învârtitor, produs de un sistem polifazat simetric de solenaţii ec. (3.10), în particular, câmpul magnetic învârtitor din maşinile trifazate, exprimat în ec. (3.9). Considerând şi în acest caz că a fost acceptată ipoteza neglijării armonicilor din curba câmpului magnetic învârtitor; expresia care se obţine pentru fundamentala t.e.m. induse este similară ecuaţiei (3.16).

In cazul echipării armăturii statorice cu o înfăşurare trifazată, cu cele trei faze identice şi poziţionate simetric pe circumferinţă, tensiunile induse în cele trei înfăşurări de fază formează un sistem trifazat, simetric, echilibrat.

3.1.4 Cuplul electromagnetic în maşinile de curent alternativ

Se consideră o maşină rotativă având cele două armături echipate cu înfăşurări sau magneţi permanenţi şi capabile să producă două câmpuri magnetice învârtitoare după principiile expuse în § 3.1.2. In cazul general, inducţiile magnetice au expresii conform ec. (3.13):

$$B_{\delta 1}(\alpha_{g1}, t) = B_{m1} \sin\left(p_1\alpha_{g1} - \omega_1 t\right), \tag{3.17}$$

$$B_{\delta 2}(\alpha_{g2}, t) = B_{m2} \sin\left(p_2\alpha_{g2} - \omega_2 t - \beta\right), \tag{3.18}$$

unde p_1 şi p_2 sunt numerele de perechi de poli corespunzătoare celor două armături, α_{g1} şi α_{g2} sunt coordonatele unghiulare instantanee ale axelor celor două câmpuri faţă de o axă de referinţă fixă, iar β este defazajul instantaneu între cele două câmpuri. Se consideră, pentru

simplificare, ambele armături fixe. Turațiile celor două câmpuri învârtitoare sunt: $n_1 = \omega_1/(2\pi p_1)$ şi $n_2 = \omega_2/(2\pi p_2)$.

Prin compunerea celor două câmpuri în spațiul circuitului magnetic considerat, în principal în volumul V_δ al întrefierului, se obține un câmp rezultant, caracterizat de o energie magnetică totală, cu o expresie dedusă după considerațiile din § 3.1 şi Anexa III:

$$W_m = \iiint_{V_\delta} \frac{1}{2} B_\delta H_\delta \, \mathrm{d}V = \iiint_{V_\delta} \frac{1}{2\mu_0} B_\delta^2 \, \mathrm{d}V = \iiint_{V_\delta} \frac{1}{2\mu_0} \left[B_{\delta 1}\left(\alpha_{g1}, t\right) + B_{\delta 2}\left(\alpha_{g2}, t\right) \right]^2 \mathrm{d}V . \qquad (3.19)$$

Cuplul electromagnetic instantaneu m rezultă, conform teoremei forțelor generalizate, din proprietatea sistemului de a tinde spre o stare de echilibru, ceea ce corespunde minimizării energiei magnetice in raport cu coordonata generalizată. Cuplul electromagnetic mediu M se obține prin integrarea pe o perioadă a cuplului electromagnetic instantaneu

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T m \, \mathrm{d}t = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\partial W_m}{\partial \beta} \right)_{\Phi = const.} \mathrm{d}t . \qquad (3.20)$$

Se poate demonstra [B, 1] că ec. (3.20) conduce la o valoare nenulă numai în cazul câmpurilor învârtitoare sincrone (în raport cu acelaşi sistem de referință) $n_1 = n_2$ şi caracterizate de acelaşi număr de perechi de poli $p_1 = p_2$. In acest caz, expresia cuplului electromagnetic rezultă de forma următoare:

$$M = m = k_m^* B_{m1} B_{m2} \sin\beta . \qquad (3.21)$$

unde constanta k_m^* depinde de dimensiunile geometrice ale maşinii (diametrul mediu în întrefier, lărgimea întrefierului, lungimea maşinii) şi de permeabilitatea magnetică în întrefier ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m).

Expresia (3.21) permite calculul cuplului electromagnetic în regim staționar, în maşinile sincrone şi asincrone. Cele două câmpuri magnetice învârtitoare trebuie să îndeplinească condiția de sincronism şi de egalitate a numărului de perechi de poli. Pentru producerea câmpurilor magnetice învârtitoare se poate aplica oricare dintre procedeele descrise în § 3.1.2: înfăşurare polifazată, parcursă de un sistem polifazat de curenți, sau un sistem rotitor de magneți permanenți sau electromagneți excitați în c.c., plasați pe armături polare.

Observație.

Cuplul electromagnetic util se produce în maşinile de c.a. prin interacțiunea câmpurilor învârtitoare (inductor şi indus) de armonică fundamentală. In lucrarea de față se face adesea ipoteza simplificatoare a neglijării armonicilor superioare din curba câmpului magnetic, ceea ce simplifică mult tratarea fenomenelor electromagnetice principale. In maşinile reale, prezența acestor armonici explică fenomene electromagnetice secundare, cu efecte negative asupra funcționării maşinii, de exemplu producerea cuplurilor electromagnetice parazite (care îngreunează pornirea motoarelor, sau produc şocuri şi vibrații), sau producerea t.e.m. induse de armonici superioare, care dau naştere la curenți "paraziți" şi pierderi suplimentare în înfăşurări şi miez.

3.1.5 Reacţia magnetică a indusului în maşinile de curent alternativ

Se consideră cazul tipic al maşinilor electrice de c.a. trifazate, cu indusul echipat cu o înfăşurare trifazată, parcursă de un sistem trifazat, simetric şi echilibrat de curenţi, care apar ca efect al t.e.m. induse în înfăşurările de fază de către câmpul magnetic învârtitor inductor. La *maşina asincronă*, *câmpul magnetic inductor* este produs de solenaţia înfăşurării trifazate *statorice*, iar *indusul* este *rotorul* cu înfăşurarea sa trifazată. La *maşina sincronă*, *câmpul magnetic inductor* este produs de un sistem de magneţi permanenţi sau poli magnetizaţi în c.c., plasaţi pe *rotor* şi aflaţi o dată cu acesta în mişcare de rotaţie, iar *indusul* este *statorul* format din armătura respectivă şi înfăşurarea trifazată.

Câmpul magnetic învârtitor inductor are o expresie (dedusă în § 3.1.2 în condiţiile unor ipoteze simplificatoare) de tipul următor (indicele 1 se referă la inductor):

$$B_{1\delta}\left(\alpha_g,t\right)=B_{1\delta\max}\sin\left[\left(\omega_1-\omega\right)t-p\alpha_g\right]$$

şi este perceput ca un câmp învârtitor cu turaţia $n_1=\omega_1/(2\pi p)=f_1/p$, de către un observator aflat pe armătura indusului în repaus ($n=\omega/(2\pi p)=0$), respectiv cu turaţia $n_2=n_1-n=(\omega_1-\omega)/(2\pi p)$ de către un observator aflat pe o armătură a indusului în mişcare de rotaţie cu turaţia $n=\omega/(2\pi p)\neq 0$.

Tensiunile electromotoare induse în fazele înfăşurării indusului, prin variaţia câmpului inductor în raport cu suprafaţa spirelor acestei înfăşurări (legea inducţiei electromagnetice, v. Anexa III) produc, în circuitele închise ale înfăşurărilor, "curenţi induşi". Infăşurarea indusului este trifazată şi distribuită simetric pe circumferinţa armăturii, deci curenţii care apar formează un sistem trifazat, simetric, echilibrat:

$$e_{2a}(t)=E_{2\max}\cos\left[\left(\omega_1-\omega\right)t\right],\qquad i_{2a}(t)=I_{2\max}\sin\left[\left(\omega_1-\omega\right)t+\varphi+\frac{\pi}{2}\right],$$

$$e_{2b}(t)=E_{2\max}\cos\left[\left(\omega_1-\omega\right)t-\frac{2\pi}{3}\right],\qquad i_{2b}(t)=I_{2\max}\sin\left[\left(\omega_1-\omega\right)t+\varphi+\frac{\pi}{2}-\frac{2\pi}{3}\right],$$

$$e_{2c}(t)=E_{2\max}\cos\left[\left(\omega_1-\omega\right)t-\frac{4\pi}{3}\right],\qquad i_{2c}(t)=I_{2\max}\sin\left[\left(\omega_1-\omega\right)t+\varphi+\frac{\pi}{2}-\frac{4\pi}{3}\right].$$

Indicii 2 sunt în legătură cu indusul, iar *a, b, c* corespund celor trei faze. Defazajul φ care apare între curent şi t.e.m. pe fiecare fază este datorat impedanţei echivalente a circuitului fazei respective. In expresiile curenţilor apare şi defazajul $\pi/2$ din transformarea funcţiei trigonometrice "cos" în "sin".

Solenaţia rezultantă a indusului produce *câmpul magnetic învârtitor de reacţie*

$$B_{2\delta}\left(\alpha_g,t\right)=B_{2\delta\max}\sin\left[\left(\omega_1-\omega\right)t-p\alpha_g+\varphi+\frac{\pi}{2}\right],$$

a cărui expresie a fost dedusă după procedura din § 3.1.2. Defazajul $(\varphi+\pi/2)$ dintre câmpul inductor şi cel indus este dependent de natura impedanţei din circuitul indusului. De exemplu, la un generator sincron, înfăşurarea indusului poate alimenta un consumator de tip rezistiv (*R*, unde $\varphi=0$), rezistiv-inductiv (*R-L*, unde $0<\varphi<\pi/2$) sau rezistiv-capacitiv (*R–C*, unde $-\pi/2<\varphi<0$).

In funcţie de valoarea lui φ, compunerea celor două câmpuri învârtitoare $B_{1\delta}$ şi $B_{2\delta}$ poate duce la creşterea, sau la scăderea fluxului magnetic rezultant în maşină, faţă de fluxul

3.2. Maşina asincronă (de inducţie) trifazată

În acţionările electrice de curent alternativ, maşina asincronă este cea mai larg utilizată, datorită construcţiei sale simple şi robuste şi datorită comodităţii în exploatare. Deşi poate funcţiona în toate cele trei regimuri caracteristice maşinilor electrice rotative (motor, generator, frână), o întâlnim în majoritatea aplicaţiilor ca motor. De aceea, în cele ce urmează se va trata în detaliu numai acest regim. Câteva dintre instalaţiile de acţionare cu motoare asincrone uzuale sunt: transportul pe cablu, instalaţiile de ridicare (ascensoare, macarale), pompe, compresoare, ventilatoare, unele sisteme de transport pe cale ferată.

3.2.1. Elemente constructive specifice. Principiul de funcţionare

Maşina asincronă este alcătuită din cele două armături feromagnetice: statorul şi rotorul, care susţin, fiecare, câte o înfăşurare polifazată. Construcţia şi funcţionarea maşinii asincrone se vor prezenta în continuare pentru maşina trifazată, aceasta fiind cea mai des utilizată.

Statorul are construcţia tipică maşinilor de curent alternativ, descrisă în § 3.1.1 şi este protejat la exterior de o carcasă din fontă sau aluminiu prevăzută cu nervuri de răcire, pentru o mai bună transmisie a căldurii spre exterior, având în vedere că cea mai mare parte a pierderilor care apar la funcţionarea în sarcină a maşinii sunt localizate în înfăşurarea şi miezul statorului.

Rotorul maşinii asincrone este realizat, similar cu statorul, tot dintr-un pachet de tole de formă cilindrică, cu crestături dispuse uniform pe periferia exterioară şi care susţin înfăşurarea rotorică. Pachetul de tole este fixat pe un arbore de oţel, care este susţinut la capete în lagăre, asigurându-i-se astfel mişcarea de rotaţie. Tot pe arbore este fixată şi elicea ventilatorului, care îmbunătăţeşte circulaţia aerului de răcire. Înfăşurarea rotorică se prezintă în două variante constructive: înfăşurare trifazată realizată din conductoare de cupru, având o construcţie asemănătoare cu a celei statorice (figura 3.1.) sau, aşa numita înfăşurare în colivie (figura 3.9.), care este formată din bare de aluminiu plasate în crestături şi scurtcircuitate la capete cu inele de aluminiu.

Această înfăşurare se realizează prin turnarea sub presiune a aluminiului topit în crestăturile miezului rotoric. Înfăşurarea în colivie are un număr de faze egal cu numărul de bare (crestături): $m_2 = Z$.

Pentru înfăşurarea în colivie nu există legătură electrică în exteriorul maşinii, colivia funcţionând ca o înfăşurare închisă. În cazul înfăşurării bobinate, capetele celor trei faze sunt conectate la trei inele de alamă fixate pe axul rotoric, iar legătura la exterior, la o cutie de borne, se face prin intermediul unor perii colectoare fixe, care formează un contact alunecător cu inelele aflate în mişcare de rotaţie.

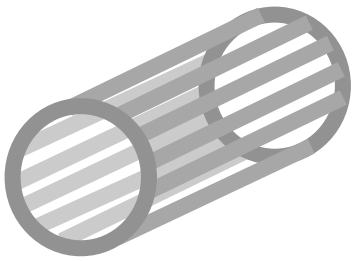


Fig. 3.9 Înfăşurare în colivie

Zona de aer dintre armături, *întrefierul*, are lărgimea de (0,25....1,5) mm, mărime impusă de buna funcţionare (rotaţie fără atingeri), deoarece din punct de vedere al magnetizării miezului este de dorit un întrefier cât mai redus.

Dintre cele două înfăşurări ale motorului asincron, cea statorică este alimentată de la reţea şi poartă denumirea de înfăşurare inductoare sau *inductor*, iar rotorul, cu înfaşurarea sa funcţionează în circuit închis (uzual înfăşurarea este scurtcircuitată) şi formează *indusul*.

În **regim de motor**, funcţionarea maşinii asincrone poate fi explicată după cum urmează. La alimentarea înfăşurării statorice (trifazată şi simetrică) cu un sistem de tensiuni trifazat, simetric şi echilibrat, spirele înfăşurării vor fi străbătute de curenţi, care formează, de asemenea, un sistem trifazat, simetric şi echilibrat, aşa cum se reprezintă schematic în figura 3.10.

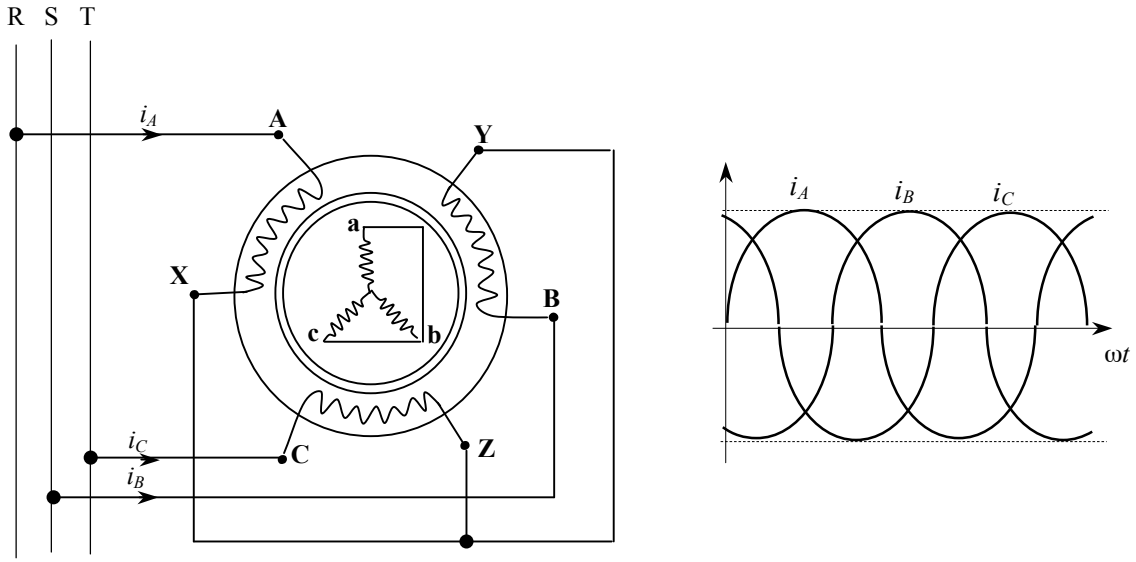


Fig. 3.10 Reprezentare schematică a motorului asincron trifazat şi formele de undă ale curenţilor statorici

Conform celor prezentate în § 3.1, solenaţiile înfăşurărilor sunt repartizate simetric la periferia armăturii şi variază în timp cu aceeaşi frecvenţă, dar defazat cu $2\pi/3$ grade electrice. Sunt astfel îndeplinite condiţiile de producere a unui câmp magnetic învârtitor, numit *câmp magnetic inductor*. În cele ce urmează se vor neglija armonicile din curba câmpului magnetic inductor şi se va considera expresia (3.13) pentru descrierea formei de variaţie a inducţiei magnetice produse.

Considerând f_1 frecvenţa tensiunii de alimentare, $\omega_1 = 2\pi f_1$ este pulsaţia curenţilor prin înfăşurări şi a câmpului magnetic învârtitor. Dacă înfăşurările sunt construite cu p perechi de poli, atunci turaţia câmpului învârtitor, numită şi *turaţia de sincronism*, are expresia

$$n_1 = \frac{f_1}{p}[\text{rot/sec}] = \frac{60 f_1}{p}[\text{rot/min}] \tag{3.22}$$

Înfăşurarea rotorică, fie că este formată dintr-o colivie polifazată, fie că este o înfăşurare trifazată scurtcircuitată, funcţionează cu circuitele fazelor închise. Câmpul învârtitor induce în înfăşurările rotorice (polifazate şi simetrice), un sistem de tensiuni

electromotoare, polifazat, simetric şi echilibrat. Dacă rotorul este în repaus (are turaţia $n_2 = 0$), atunci între înfăşurările din stator şi rotor se crează un cuplaj transformatoric, frecvenţa tensiunilor induse fiind $f_2 = f_1$. Dacă rotorul se învârte cu o turaţie $n \neq n_1$, atunci turaţia relativă a câmpului învârtitor faţă de rotor este $n_2 = n_1 - n$, iar frecvenţa tensiunilor electromotoare induse în înfăşurarea rotorică este

$$f_2 = pn_2 = \frac{f_1}{n_1}(n_1 - n) = sf_1, \tag{3.23}$$

unde mărimea $s = \dfrac{n_1 - n}{n_1}$ poartă denumirea de *alunecare* (rămânere în urmă) a armăturii rotorice faţă de câmpul magnetic învârtitor.

Înfăşurările rotorice, formând circuite închise, sunt parcurse de curenţi care formează un sistem polifazat, simetric şi echilibrat; la rândul lor, solenaţiile înfăşurărilor de fază rotorice produc un *câmp magnetic învârtitor de reacţie (sau indus)*, cu turaţia

$$n_2 = \frac{f_2}{p} = s\frac{f_1}{p} = sn_1 \tag{3.24}$$

faţă de armătura rotorică şi $n_2 + n = n_1$ faţă de stator. După cum se vede, cele două câmpuri magnetice învârtitoare (inductor şi indus) sunt sincrone, ambele având faţă de stator turaţia n_1, iar faţă de rotor turaţia $n_2 = sn_1$. Aşa după cum s-a arătat în § 3.1.4, prin interacţiunea dintre două câmpuri învârtitoare sincrone şi cu acelaşi număr de poli ia naştere un cuplu electromagnetic, care acţionează asupra armăturilor.

Observaţii.

1. Alunecarea rotorului faţă de câmpul învârtitor inductor este explicată, la funcţionarea în gol, prin existenţa frecărilor care însoţesc mişcarea rotorului (frecările din lagăre şi frecările cu aerul, în procesul de ventilaţie) şi care produc un cuplu de frânare (opus cuplului electromagnetic). Pe de altă parte, dacă turaţia rotorului şi a câmpului învârtitor ar fi egale, deci $s = 0$, în înfăşurarea rotorică nu s-ar induce tensiuni electromotoare (vezi § 3.1.3), astfel încât nu ar putea să apară curenţi rotorici, nu ar exista câmpul învârtitor de reacţie şi nu s-ar produce cuplu electromagnetic; în concluzie, motorul nu ar putea funcţiona. Mărimea alunecării dă "măsura" încărcării în sarcină a motorului asincron, deoarece la funcţionarea în sarcină cuplul de frânare (rezistent) al mecanismului acţionat măreşte alunecarea faţă de valoarea de la funcţionarea în gol.

2. Pentru mărimile electrice şi magnetice care intervin în funcţionarea maşinii se consideră, în această tratare, forma armonică de variaţie în timp, respectiv se iau în considerare numai armonicile fundamentale; această ipoteză este motivată, pe de o parte, prin faptul că numai ele au rol în transmiterea puterii utile prin maşină (armonicile superioare au numai efecte negative în funcţionare – cupluri parazite şi pierderi suplimentare), iar pe de altă parte, permite simplificarea semnificativă a expresiilor acestor mărimi, în condiţiile în care principalele fenomene electromagnetice sunt pe deplin explicate.

3. Din motive de simetrie, în reprezentarea ecuaţiilor maşinii asincrone se consideră *faza reprezentativă* (de exemplu faza A-X din stator, respectiv a-x din rotor), iar mărimile electrice de fază primesc indicele (1) pentru stator şi indicele (2) pentru rotor. Ecuaţiie scrise pentru faza reprezentativă pot fi uşor adaptate la celelalte două faze prin introducerea defazajului caracteristic de $2\pi/3$.

Tensiunea electromotoare indusă într-o înfăşurare de fază statorică (armonica fundamentală) are expresia dedusă în § 3.1.3 (cazul b), de forma

$$e_1(t) = 2\pi w_1 k_{w_1} f_1 \Phi_{\max} \cos 2\pi f_1 t = \sqrt{2} E_1 \cos 2\pi f_1 t,$$
$$E_1 = 2\pi f_1 w_1 k_{w_1} \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}}, \tag{3.25}$$

unde $\Phi_{\max} = \frac{1}{\pi} \tau l B_{\delta \max}$ este valoarea maximă a fluxului util din maşină, w_1 este numărul de spire al înfăşurării statorice, iar k_{w1} este factorul de înfăşurare, care ţine seama de elementele constructive ale înfăşurării statorice (repartizarea în mai multe crestături pe pol şi fază, $q \neq 1$ şi realizarea înfăşurării cu pas scurtat, $y < \tau$).

Tensiunea electromotoare (armonica fundamentală) indusă într-o fază a înfăşurării rotorice are expresia similară cu (3.25), dar ţine seama că înfăşurarea rotorică se află în mişcare de rotaţie, cu turaţia n a rotorului, iar câmpul învârtitor inductor se roteşte cu turaţia n_1 faţă de stator şi cu turaţia $n_2 = n_1 - n = sn_1$ faţă de rotor; astfel, faţă de înfăşurarea rotorică, fluxul va pulsa cu frecvenţa $f_2 = sf_1$, iar t.e.m. induse în înfăşurarea rotorică vor avea amplitudinea proporţională cu f_2 şi vor varia în timp cu aceeaşi frecvenţă f_2

$$e_2(t) = 2\pi w_2 k_{w2} f_2 \Phi_{\max} \cos(2\pi f_2 t + \varphi) = \sqrt{2} E_2 \cos(2\pi f_2 t + \varphi),$$
$$E_2 = 2\pi f_2 w_2 k_{w2} \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}}, \tag{3.26}$$

unde intervin, cu indicele 2, mărimile corespunzătoare înfăşurării rotorice. Se observă că însăşi valoarea efectivă a tensiunii electromotoare induse în înfăşurarea rotorică depinde de alunecare, iar la $s = 1$ (caz corespunzător pornirii, sau funcţionării cu rotorul blocat) expresiile (3.25) şi (3.26) sunt similare cu cele stabilite la transformator. Prin analogie se poate defini chiar un coeficient similar cu *raportul de transformare*:

$$k_{E|_{s=1}} = \frac{E_1}{E_2} = \left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} \right). \tag{3.27}$$

Observaţie. Dacă înfăşurarea statorică (1) şi cea rotorică (2) au număr diferit de faze m_1, respectiv m_2, atunci raportul respectiv este $k_{E|_{s=1}} = \left(\frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}} \right)$, deoarece numărul de faze afectează amplitudinea inducţiei magnetice (ec. (3.9)), respectiv a fluxului magnetic.

În afara fluxului magnetic util, în maşină există şi flux de dispersie (în jurul capetelor de bobină, în crestături, etc.). Fluxurile de dispersie pentru stator, respectiv rotor, se pot exprima în funcţie de inductivităţile globale de dispersie, $L_{\sigma 12}$ şi $L_{\sigma 21}$

$$w_1\Phi_{\sigma 12} = L_{\sigma 12} i_1,\ w_2\Phi_{\sigma 21} = L_{\sigma 21} i_2, \tag{3.28}$$

mărimi şi expresii care evidenţiază similitudini ale maşinii asincrone cu transformatorul.

3.2.2 Ecuaţiile de funcţionare şi schemele echivalente ale motorului asincron în regim staţionar. Teoria tehnică.

Stabilirea ecuaţiilor de funcţionare ale maşinii asincrone urmăreşte o procedură similară cu cea parcursă în cazul transformatorului (§ 3.2.2), fiind necesară adoptarea unor ipoteze de lucru. Maşina asincronă trifazată se consideră simetrică, cu rotorul bobinat şi înfăşurările rotorice scurtcircuitate; atât înfăşurarea statorică, cât şi cea rotorică au acelaşi număr de perechi de poli p.

Circuitul magnetic al maşinii se consideră nesaturat (caracteristica de magnetizare a materialului feromagnetic se consideră liniară); prezenţa crestăturilor este neglijată, astfel că întrefierul se consideră uniform. Repartiţia spaţială a câmpului magnetic în zona întrefierului se consideră armonică (se neglijează armonicile spaţiale în forma inducţiei magnetice din întrefier). Acest lucru se poate realiza printr-o construcţie adecvată a înfăşurărilor (prin modul de repartizare în crestături).

Alimentarea înfăşurării trifazate statorice se face cu un sistem trifazat simetric şi echilibrat de tensiuni, iar pe baza ipotezelor menţionate se poate considera că atât fluxul magnetic în maşină, cât şi curenţii prin înfăşurări au o formă armonică de variaţie în timp; curenţii prin înfăşurări formează un sistem trifazat, simetric şi echilibrat. Pe baza acestor ipoteze şi a schemei reprezentate în figura 3.11 se poate construi sistemul de ecuaţii de funcţionare (3.29), valabile pe câte o fază a maşinii. Se lucrează în continuare cu setul de ecuaţii pentru o fază, numită *faza reprezentativă*. Scurtcircuitarea înfăşurării rotorice este echivalentă cu scurtcircuitarea fiecărei faze. Motorul asincron trifazat are ecuaţiile similare transformatorului trifazat cu înfăşurarea secundară scurtcircuitată.

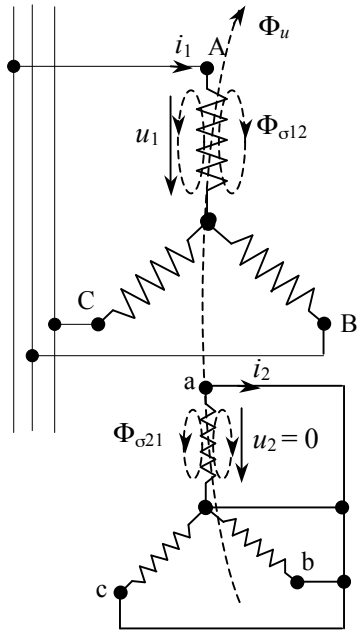


Fig. 3.11 Reprezentare schematică a înfăşurărilor maşinii trifazate

Observaţie. Teoria prezentată în continuare presupune maşina asincronă trifazată cu rotorul bobinat, deci număr egal de faze pentru ambele înfăşurări ($m_1 = m_2 = 3$). În cazul rotorului în colivie, numărul de faze al înfăşurării rotorice este $m_2 = Z_2 \neq m_1 = 3$.

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + L_{\sigma 12}\frac{di_1}{dt} + w_1 k_{w1}\frac{\mathrm{d}\Phi_u}{\mathrm{d}t}, \\ 0 &= R_2 i_2 + L_{\sigma 21}\frac{di_2}{dt} - w_2 k_{w2}\frac{\mathrm{d}\Phi_u}{\mathrm{d}t}. \end{aligned} \tag{3.29}$$

Sistemul de ecuaţii (3.29) se poate transforma, ca şi în cazul teoriei tehnice a transformatorului, dintr-un sistem de ecuaţii diferenţiale, într-un sistem algebric, prin introducerea reprezentării mărimilor armonice în complex simplificat

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + \mathrm{j}\omega_1 L_{\sigma 12}\underline{I}_1 + (w_1 k_{w1})\,\mathrm{j}\omega_1 \frac{\underline{\Phi}_{\max}}{\sqrt{2}}, \\ 0 &= R_2\underline{I}_2 + \mathrm{j}\omega_2 L_{\sigma 21}\underline{I}_2 - (w_2 k_{w2})\,\mathrm{j}\omega_2 \frac{\underline{\Phi}_{\max}}{\sqrt{2}}. \end{aligned} \tag{3.30}$$

Fluxul magnetic este considerat armonic şi are expresia $\Phi_u(t) = \iint_{\inf 1} B_{\max}\sin(\omega_1 t - p\alpha_g)\,\mathrm{d}A = \Phi_{\max}\sin(\omega_1 t - p\alpha_g)$ în raport cu înfăşurarea fazei reprezentative din stator, respectiv $\Phi_u(t) = \iint_{\inf 1} B_{\max}\sin(\omega_2 t - p\alpha_g)\,\mathrm{d}A = \Phi_{\max}\sin(\omega_2 t - p\alpha_g)$ în raport cu înfăşurarea de fază din rotor. Dacă în a doua ecuaţie a sistemului (3.30) se ţine seama de relaţiile: $f_2 = sf_1$ şi $\omega_2 = s\omega_1$ şi în acelaşi timp se împarte ecuaţia cu s, rezultă noua formă a sistemului

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + \mathrm{j}\omega_1 L_{\sigma 12}\underline{I}_1 + (w_1 k_{w1})\,\mathrm{j}\omega_1 \frac{\underline{\Phi}_{\max}}{\sqrt{2}}, \\ 0 &= \frac{R_2}{s}\underline{I}_2 + \mathrm{j}\omega_1 L_{\sigma 21}\underline{I}_2 - (w_2 k_{w2})\,\mathrm{j}\omega_1 \frac{\underline{\Phi}_{\max}}{\sqrt{2}}, \end{aligned} \tag{3.31}$$

în care existenţa alunecării s se pune în evidenţă prin faptul că rezistenţa echivalentă a rotorului, R_2/s este variabilă cu alunecarea, respectiv cu turaţia rotorului. La încărcarea maşinii în sarcină, diferenţa dintre turaţia câmpului învârtitor şi turaţia rotorului creşte, deci alunecarea creşte, astfel că rezistenţa echivalentă a rotorului este un indicator al încărcării în sarcină a maşinii. Ecuaţiile (3.31) se pot exprima introducând expresiile reactanţelor de dispersie ($X_{\sigma 12} = \omega_1 L_{\sigma 21}$ şi $X_{\sigma 21} = \omega_1 L_{\sigma 12}$) şi ale t.e.m. induse ($\underline{E}_1 = -\mathrm{j}\omega_1 w_1 k_{w_1}\frac{\underline{\Phi}_{\max}}{\sqrt{2}}$ şi $\underline{E}_2 = -\mathrm{j}\omega_1 w_2 k_{w2}\frac{\underline{\Phi}_{\max}}{\sqrt{2}}$).

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + \mathrm{j}X_{\sigma 12}\underline{I}_1 - \underline{E}_1, \\ 0 &= \frac{R_2}{s}\underline{I}_2 + \mathrm{j}X_{\sigma 21}\underline{I}_2 + \underline{E}_2. \end{aligned} \tag{3.32}$$

Modelul maşinii asincrone se poate construi în continuare prin aceeaşi metodă ca cea aplicată la transformator, cu raportarea parametrilor înfăşurării rotorice la înfăşurarea statorică. Factorul de raportare k_E, cu care se înmulţeşte a doua ecuaţie (3.32) este dat de relaţia (3.27) pentru maşina cu m_1=m_2 şi respectiv $(m_1 w_1 k_{w1})/(m_2 w_2 k_{w2})$ când $m_1 \neq m_2$, cum este cazul maşinii cu rotorul în colivie.

Prin raportarea mărimilor rotorice, ecuaţiile (3.32) se modifică astfel

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1 \underline{I}_1 + \mathrm{j} X_{\sigma 12} \underline{I}_1 - \underline{E}_1 , \\ 0 &= \frac{R'_2}{s} \underline{I}'_2 + \mathrm{j} X'_{\sigma 21} \underline{I}'_2 + \underline{E}_1 . \end{aligned} \tag{3.33}$$

unde $R'_2 = R_2 k_E^2$; $X'_{\sigma 21} = X_{\sigma 12} k_E^2$; $\underline{I}'_2 = \underline{I}_2 \frac{1}{k_E}$.

Se poate adăuga expresia t.e.m. induse, conform ec. (3.25)

$$\underline{E}_1 = -\mathrm{j} 2\pi f_1 w_1 k_{w1} \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}} \tag{3.34}$$

şi relaţiile dintre curenţii prin înfăşurări şi curentul prin ramura corespunzătoare miezului magnetic,

$$\underline{I}_1 - \underline{I}'_2 = \underline{I}_{10} = \underline{I}_{1a} + \underline{I}_{1r} , \tag{3.35}$$

unde $\underline{I}_{1a} = I_{1a}$, iar $\underline{I}_{1r} = \mathrm{j} I_{1r}$; este astfel posibilă reprezentarea schemei electrice echivalente, pe fază, a maşinii asincrone (figura 3.12), similară celei deduse la transformator.

Singura diferenţă este datorată rezistenţei înfăşurării rotorice, variabile la încărcarea în sarcină a maşinii asincrone. Analog, se poate reprezenta şi diagrama de fazori, corespunzătoare sistemului de ecuaţii (3.33, 3.34 şi 3.35), care descriu complet funcţionarea maşinii asincrone în orice regim staţionar.

Schema electrică echivalentă reprezentată în figura 3.12 poartă denumirea de schema în **T** a maşinii asincrone. În teoria maşinii asincrone este utilizată de multe ori şi schema în **Γ**, numită şi schema "cu circuitul de magnetizare scos la borne". În figura 3.13. se prezintă cele două scheme echivalente şi relaţia de legătură dintre ele [B, 1]. Echivalenţa este făcută prin conservarea tensiunii de alimentare $\underline{U}_1$ şi a curentului absorbit $\underline{I}_1$, cât şi a pierderilor în maşină.

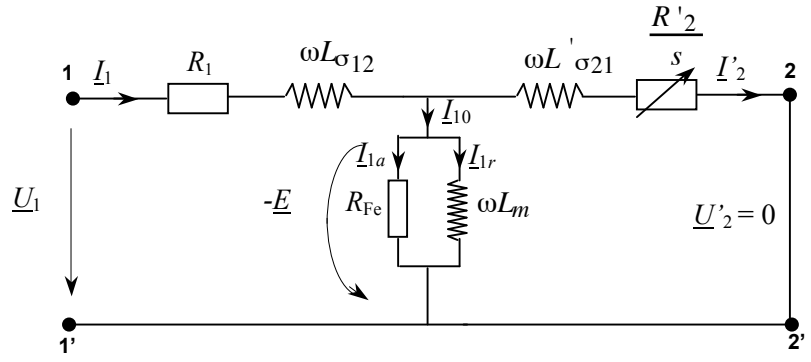
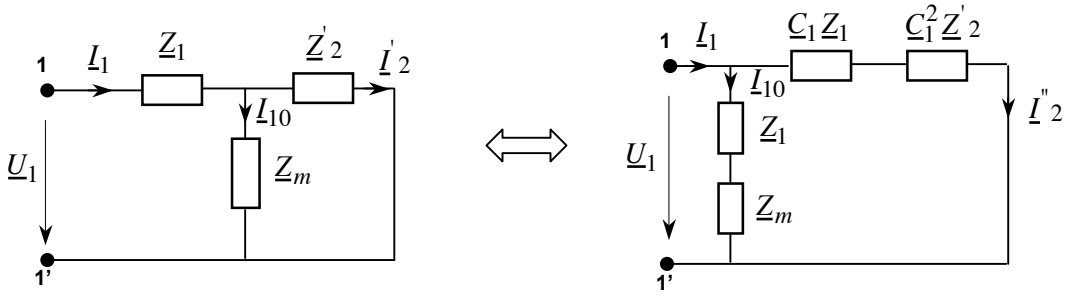


Fig. 3.12 Schema electrică echivalentă (în **T**) la maşina asincronă (pe faza reprezentativă)



schema echivalentă în **T** schema echivalentă în **Γ**

relaţia de echivalenţă

$$\underline{Z}_1 = R_1 + \mathrm{j}X_{\sigma 12}$$
$$\underline{Z}'_2 = R'_2/s + \mathrm{j}X'_{\sigma 21}$$
$$\underline{Z}_m = \frac{\mathrm{j}X_m R_{Fe}}{R_{Fe} + \mathrm{j}X_m}$$

$$\underline{C}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_m} \qquad \left(|\underline{C}_1| \approx 1 + \frac{X_{\sigma 12}}{X_m}\right)$$

$$\underline{I}''_2 = \frac{1}{\underline{C}_1}\underline{I}'_2$$

Fig. 3.13 Echivalenţa dintre schemele în **T** şi **Γ** ale maşinii asincrone

3.2.3 Bilanţul de puteri active şi randamentul motorului asincron

În regimul de motor, maşina are înfăşurarea statorică (inductoare) conectată la reţeaua de alimentare şi absoarbe puterea electrică activă

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos\varphi_1, \tag{3.36}$$

unde U_1 şi I_1 sunt mărimile de fază (valori efective) caracteristice fazei reprezentative, iar $\cos\varphi_1$ este factorul de putere în circuitul statoric. La trecerea curentului prin înfăşurarea statorică (cu rezistenţa de fază R_1) apar pierderi de tip Joule

$$P_{J1} = 3R_1 I_1^2 , \tag{3.37}$$

iar datorită fluxului magnetic variabil în timp se produc pierderi în miezul feromagnetic statoric, prin curenţi turbionari şi prin histerezis, P_{Fe1} (v. Anexa IV).

Puterea care se transmite pe cale electromagnetică rotorului (indusul) se numeşte putere electromagnetică şi se poate exprima astfel

$$P_e = P_1 - P_{J1} - P_{\mathrm{Fe1}}. \tag{3.38}$$

În rotor se produc pierderi Joule în înfăşurări

$$P_{J2} = 3R_2 I_2^2 = 3R'_2 I'^2_2 = 3R'_2 C_1^2 \frac{1}{C_1^2} I'^2_2 = 3R'_2 C_1^2 I''^2_2, \tag{3.39}$$

aceleaşi, indiferent de schema echivalentă considerată. Pierderile în fier în rotor sunt neglijabile în zona de funcționare a turațiilor mari (de la mers în gol la regim nominal), deoarece frecvența curenților din circuitul rotoric f_2 = (1....3) Hz este foarte redusă.

Mai apar pierderi mecanice, datorită frecărilor din lagăre şi ventilației P_{fv}, iar puterea utilă, de natură mecanică la nivelul arborelui, are expresia

$$P_2 = P_e - P_{J2} - P_{fv}. \tag{3.40}$$

Cuplul electromagnetic al maşinii asincrone se formează prin interacțiunea câmpurilor învârtitoare la nivelul întrefierului şi poate fi exprimat în funcție de puterea electromagnetică

$$M = \frac{P_e}{2\pi n_1}, \tag{3.41}$$

în timp ce cuplul mecanic (la axul maşinii) are expresia

$$M_{mec} = \frac{P_{mec}}{2\pi n} = \frac{P_e - P_{J2}}{2\pi n}. \tag{3.42}$$

Dacă se consideră $M \approx M_{mec}$, ținând seama de definiția alunecării şi de relațiile (3.41) şi (3.42) rezultă alte relații utile în bilanțul de puteri

$$P_{J2} \approx sP_e, \quad \text{respectiv} \quad P_{mec} \approx (1-s)P_e. \tag{3.43}$$

Cu datele de mai sus se poate reprezenta o diagramă a bilanțului de puteri (fig. 3.14)

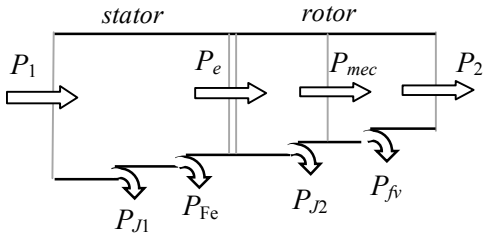


Fig. 3.14 Bilanțul de puteri active al motorului asincron

şi se poate stabili expresia randamentului motorului asincron

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \sum P}{P_1} = \frac{P_1 - \left(P_{J1} + P_{Fe1} + P_{J2} + P_{fv}\right)}{P_1}. \tag{3.44}$$

Uzual, η = 0,85.....0,92 pentru puteri medii de (10 ... 100) kW.

3.2.4 Cuplul electromagnetic şi caracteristica mecanică. Stabilitatea statică

Cuplul electromagnetic al maşinii asincrone se poate exprima, ca la orice maşină electrică, cu relaţia (3.41), care se poate prelucra utilizând ecuaţiile stabilite anterior, în bilanţul de puteri, după cum urmează:

$$M = \frac{P_e}{2\pi n_1} = \frac{P_{J2}}{s}\frac{1}{2\pi n_1} = \frac{3R_2 I_2^2}{s2\pi n_1} = \frac{3R'_2\, I'^2_2}{s2\pi n_1}.$$

Din schemele echivalente în **T** şi în **Γ** (fig. 3.13), se poate exprima curentul I'_2:

$$|\underline{I}'_2| = |\underline{C}_1\underline{I}''_2| = \frac{C_1 U_1}{\sqrt{\left(C_1 R_1 + C_1^2\frac{R'_2}{s}\right)^2 + \left(C_1 X_{\sigma 12} + C_1^2 X'_{\sigma 21}\right)^2}} =$$

$$= \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + C_1\frac{R'_2}{s}\right)^2 + \left(X_{\sigma 12} + C_1 X'_{\sigma 21}\right)^2}}.$$

Rezultă astfel expresia analitică a cuplului electromagnetic în funcţie de alunecare:

$$M = \frac{3\frac{R'_2}{s}U_1^2}{2\pi n_1\left[\left(R_1 + C_1\frac{R'_2}{s}\right)^2 + \left(X_{\sigma 12} + C_1 X'_{\sigma 21}\right)^2\right]}. \qquad (3.45)$$

Pentru a reprezenta grafic $M(s)$, caracteristica mecanică a maşinii asincrone, după expresia (3.45), se pot face unele aproximări pentru diferite zone de variaţie a alunecării şi se pot pune în evidenţă anumite puncte specifice, rezultând curba trasată în figura 3.15:

* punctul de *sincronism*: $s = 0$, $M = 0$;

* la alunecări mici $(0 < s < 0{,}05)$, $R'_2 / s >> R_1$, $X_{\sigma 12}$, $X'_{\sigma 21}$, astfel încât cuplul $M \approx \frac{3U_1^2}{2\pi n_1 R'_2\, C_1}s$ variază direct proporţional cu alunecarea;

* la alunecări mari $(0{,}5 < s < 1)$, $(R'_2 / s)^2 \approx 0$, astfel încât cuplul electromagnetic $M \approx \frac{3U_1^2}{2\pi n\left[R_1^2 + \left(X_{\sigma 12} + C_1 X'_{\sigma 21}\right)^2\right]}\frac{1}{s}$ variază invers proporţional cu alunecarea;

* punctul de *cuplu maxim* poate fi determinat din condiţia de extrem pusă funcţiei $M(s)$; astfel $\frac{\partial M}{\partial s} = 0$, cu soluţia $s_m = \frac{C_1 R'_2}{\sqrt{R_1^2 + \left(X_{\sigma 12} + C_1 X'_{\sigma 21}\right)^2}}$;

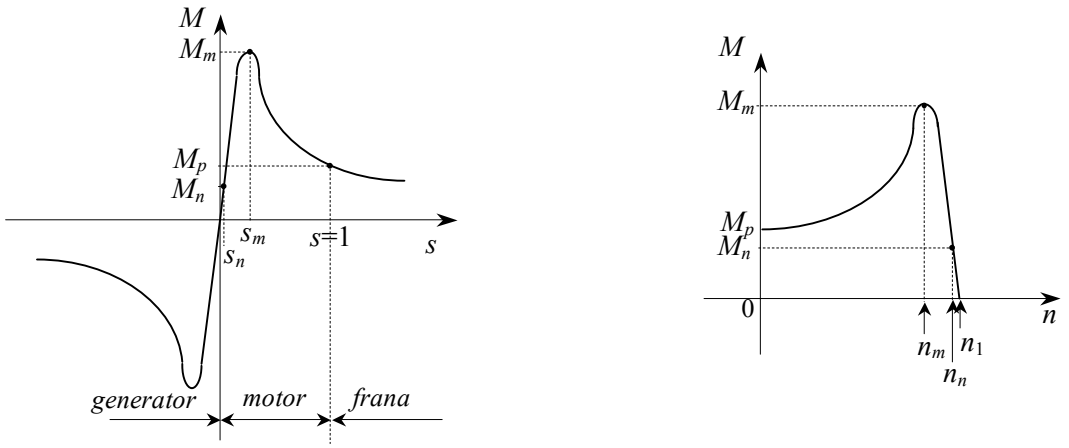
* *alunecarea critică* $s_m = (0{,}1 \ldots 0{,}3)$, faţă de valorile uzuale pentru *alunecarea nominală*: $s_n = (0{,}01....0{,}05)$. Se poate determina şi expresia corespunzătoare cuplului maxim $M_m = M(s_m)$

$$M_m = \frac{3U_1^2}{2\pi n_1 C_1 \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + \left(X_{\sigma 12} + C_1 X'_{\sigma 21} \right)^2} \right]};$$

* cuplul de *pornire* se determină punând condiția $s = 1$ în ec. (3.45)

$$M_p = \frac{3R'_2 U_1^2}{2\pi n_1 \left[\left(R_1 + C_1 R'_2 \right)^2 + \left(X_{\sigma 12} + C_1 X'_{\sigma 21} \right)^2 \right]}.$$

În figura 3.15a este reprezentată caracteristica mecanică a maşinii asincrone în regim de motor, corespunzătoare domeniului de variație a alunecării $0 < s \leq 1$ şi prelungirea acesteia la alunecări $s > 1$ pentru regimul de frână, respectiv pentru $s < 0$ pentru regimul de generator. În figura 3.15b s-a reprezentat caracteristica mecanică a motorului asincron sub forma $M(n)$.



a. Caracteristica *M(s)* **b.** Caracteristica *M(n)* pentru motor

Fig. 3.15 Caracteristica mecanică a maşinii asincrone

O mărime mult utilizată în aplicații legate de motorul asincron este *factorul de supraîncărcare (de suprasarcină)*, definit ca raport între cuplul maxim şi cuplul nominal: $k_m = M_m / M_n = 1{,}5 \ldots 3{,}5$.

Pe baza relațiilor anterioare şi în condițiile unor simplificări bazate pe diferențe între ordinele de mărime uzuale ale parametrilor maşinii (valabile mai ales la maşini asincrone de puteri mari) se poate deduce [B, 1] o expresie foarte utilă în calcule, aşa numita *formulă a lui Kloss,* care stabileşte legătura, pe caracteristica mecanică, dintre cuplul maxim şi cuplul la o sarcină oarecare

$$\frac{M}{M_m} \cong \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}. \qquad (3.46)$$

Relația se poate particulariza la punctul nominal ($s = s_n$), permițând determinarea factorului de supraîncărcare, sau la pornire ($s = 1$), permițând determinarea cuplului de pornire al motorului.

După cum se observă şi după expresia analitică a cuplului electromagnetic (3.45), forma caracteristicii poate fi influenţată, la o maşină cu o anumită construcţie (deci cu parametrii consideraţi constanţi), de *variaţia tensiunii de alimentare* U_1, de *variaţia frecvenţei* f_1 şi de *suplimentarea rezistenţei rotorice* R_2, prin înserierea cu înfăşurare rotorică a unui reostat R_r (la maşina cu rotor bobinat).

Caracteristicile mecanice la diverse valori ale tensiunii de alimentare ($U_1 < U_{1n}$), cât şi la diverse valori ale rezistenţei înseriate cu înfăşurarea rotorică ($R_2 + R_r$, $R_r > 0$), sunt reprezentate calitativ în figura 3.16. După cum se observă, variaţia tensiunii U_1 nu afectează alunecarea critică s_m, dar cuplul maxim M_m (ca de altfel orice valoare a cuplului) variază direct proporţional cu U_1^2. Creşterea rezistenţei rotorice nu afectează valoarea cuplului maxim, dar măreşte alunecarea critică, deplasând valoarea cuplului maxim spre alunecări mari şi mărind astfel şi valoarea cuplului de pornire.

Frecvenţa tensiunii de alimentare f_1 modifică valoarea turaţiei de sincronism ($n_1 = f_1/p$) şi influenţează forma caracteristicii mecanice deoarece se modifică valorile reactanţelor înfăşurărilor ($\omega_1 L_{\sigma 12}$ şi $\omega_1 L'_{\sigma 21}$). De asemenea, la variaţia frecvenţei şi menţinerea tensiunii U_1 constante (v. ec. (3.34) pentru $E_1 \approx U_1$ = const.) are loc modificarea, invers proporţională cu frecvenţa, a fluxului magnetic prin miezul maşinii, deci a inducţiei magnetice; deplasarea punctului de funcţionare pe caracteristica de magnetizare conduce la saturarea circuitului magnetic, cu modificarea puternică a valorilor parametrilor înfăşurărilor şi alterarea performanţelor motorului. Varierea frecvenţei de alimentare nu se face decât în limite restrânse şi de cele mai multe ori cu condiţia U_1 / f_1 = const., adică la Φ = const.

a. Variaţia tensiunii de alimentare **b.** Variaţia rezistenţei rotorice

Fig. 3.16 Modificarea formei caracteristicii mecanice a motorului asincron

Pe caracteristica mecanică a motorului asincron se poate discuta şi **problema stabilităţii statice**, aplicând criteriul de stabilitate dedus în § 1.5, respectiv ec.(1.8), aplicată caracteristicilor mecanice ale motorului $M(n)$ şi ale sarcinii $M_s(n)$, respectiv $\frac{\partial M}{\partial n} < \frac{\partial M_s}{\partial n}$. Astfel, caracteristica mecanică prezintă două zone de comportare diferită în sarcină, evidenţiate în figura 3.17: zona turaţiilor mici ($0 < n < n_m$) şi zona turaţiilor mari ($n_m < n < n_1$); pe figură au fost haşurate regiunile prin care trecerea caracteristicii mecanice a sarcinii $M_s(n)$ conduce la o funcţionare instabilă, în acord cu condiţiile (1.8).

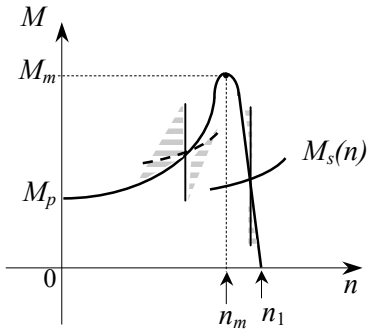


Fig. 3.17 Stabilitatea statică a motorului asincron

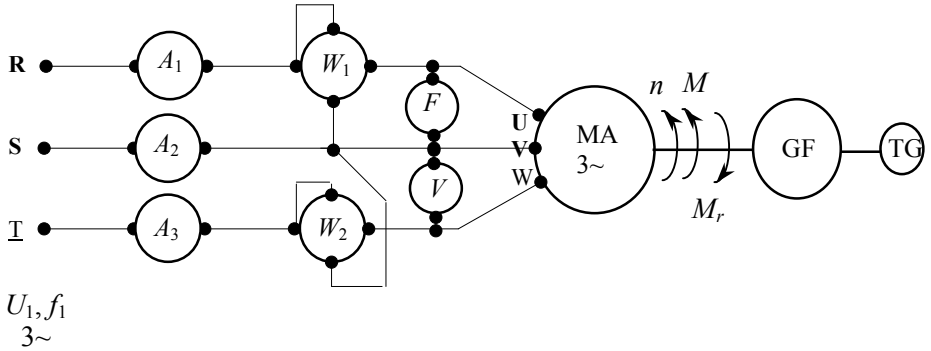
Instabilitatea în funcţionare se manifestă, de exemplu, când la o creştere bruscă a cuplului de sarcină, motorul nu îşi poate adapta caracteristica mecanică pentru a asigura un alt punct de intersecţie cu caracteristica mecanică a sarcinii, urmarea fiind scăderea turaţiei motorului, până la oprirea grupului.

După cum se observă în figura 3.17, acelaşi tip de caracteristică de sarcină $M_s(n)$ permite funcţionarea stabilă a motorului asincron în zona liniară a caracteristicii mecanice (la turaţii mari ($n(s_m) < n < n_1$) şi face ca funcţionarea să devină instabilă la o variaţie bruscă de cuplu care ar muta punctul de funcţionare în zona neliniară (la turaţii mici ($0 < n < n(s_m)$). Se spune că "motorul asincron funcţionează stabil în zona liniară a caracteristicii mecanice".

3.2.5. Caracteristici de funcţionare ale motorului asincron trifazat

Principalele **caracteristici electromecanice** ale motorului asincron sunt:
- caracteristica mecanică: $n = n(M)$, $M = M(n)$, $s=s(M)$; $M = M(s)$;
- caracteristica randamentului: $\eta = \eta(P_2)$; $\eta = P_2 / P_1$;
- caracteristica factorului de putere: $\cos\varphi_1 = f(P_2)$; $\cos\varphi_1 = P_1 / \sqrt{3} U_{1n} I_1$;
- caracteristica curentului absorbit din reţea: $I_1 = I_1(P_2)$;
- caracteristica alunecării sau a turaţiei: $s = s(P_2)$; $n = n(P_2)$.

Ridicarea experimentală a acestor caracteristici se realizează cu o schemă de montaj de genul celei din figura 3.18.



A_1, A_2, A_3 – ampermetre; $I_1 = (I_{A1} + I_{A2} + I_{A3})/3$
W_1, W_2 – wattmetre; $P_1 = P_{W1} + P_{W2}$
V – voltmetru; $U_1 = U_{VW}$

F - frecvenţmetru; f_1; $n_1 = f_1 / p$
G.F. - generator frână;
TG - tahogenerator;

Fig. 3.18. Schema electrică pentru încercarea în sarcină a motorului asincron trifazat

Motorul este alimentat de la o reţea trifazată simetrică şi asigurându-i încărcarea în sarcină cu un generator frână care permite măsurarea cuplului sau a puterii utile P_2 şi a turaţiei n. Tensiunea şi frecvenţa reţelei de alimentare sunt constante. Tensiunea U_1 şi curentul I_1 sunt măsurate în exteriorul maşinii, între reţea şi bornele înfăşurării statorice, aşadar sunt mărimi de linie.

Pentru măsurarea turaţiei se poate folosi una dintre metodele următoare: utilizarea unui traductor de turaţie (tahogenerator, stroboscop), sau, în cazul motoarelor cu rotor bobinat, se poate face măsurarea frecvenţei curentului rotoric f_2 şi apoi calculul turaţiei cu relaţia: $n = (1-s)n_1 = (1 - f_1/f_2)(f_1/p) = (f_1 - f_2)/p$.

Pentru măsurarea p

uterii utile P_2 şi a cuplului sunt două metode de laborator uzuale: utilizarea ca frână a unui generator tarat (căruia i se cunoaşte caracteristica de randament $\eta_G = f(P_{uG})$ şi determinarea puterii $P_2 = P_{uG} / \eta_G$, respectiv a cuplului $M = P_2 / (2\pi n)$; a doua metodă implică utilizarea ca frână a unui generator cu braţ de balanţă prin echilibrarea căruia cu greutăţi (mg) se determină $M = mgl_{braţ}$, respectiv $P_2 = 2\pi nM$.

Caracteristicile electromecanice au formele reprezentate calitativ în figura 3.19. Pentru a uniformiza gradarea axelor s-au utilizat mărimile adimensionalizate prin raportare la valorile nominale.

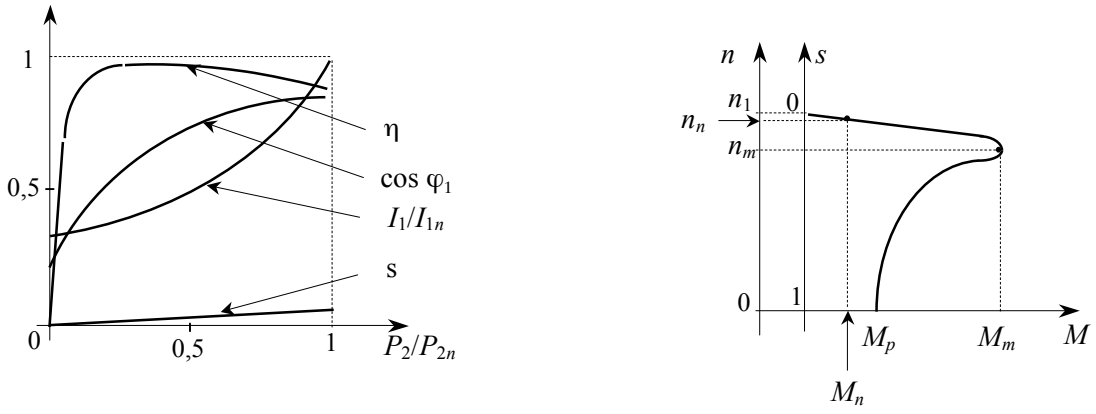


Fig. 3.19. Caracteristicile electromecanice ale motorului asincron trifazat.

Punctul de funcţionare la $P_2 = 0$ corespunde regimului de mers în gol, unde factorul de putere are o valoare scăzută, iar curentul absorbit din reţea este destul de important, aproximativ (0,3....0,5) I_n având o puternică componentă reactivă. Motorul asincron funcţionând în gol reprezintă un consumator (inutil) de energie reactivă şi utilizatorii trebuie să ia măsuri de limitare a timpului de funcţionare în acest regim.

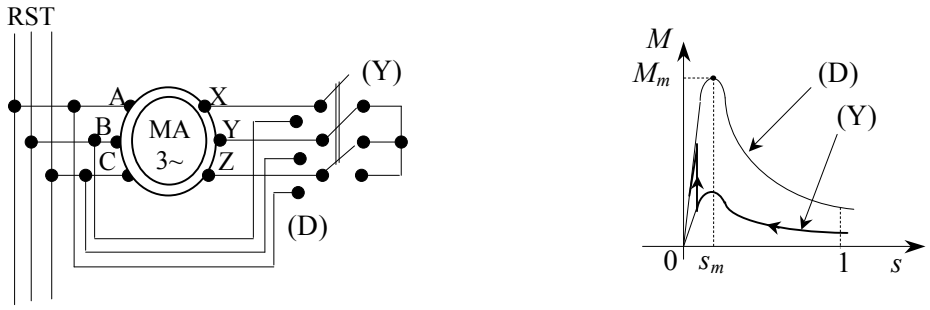
Caracteristica mecanică în zona stabilă de funcţionare (între $M = 0$ şi M_{max}) are o alură "rigidă", datorită variaţiilor mici ale turaţiei la variaţii importante de cuplu. Aplicaţiile tipice ale motorului asincron sunt, din acest motiv, la acţionarea ascensoarelor, macaralelor, compresoarelor, ventilatoarelor, pompelor, etc.

3.2.6. Pornirea, reglarea turației şi frânarea la motorul asincron trifazat

În funcție de tipul constructiv (cu rotor bobinat sau cu rotor în colivie), se pot utiliza diverse metode de pornire a motorului asincron. Problemele de pornire a motorului asincron sunt legate, pe de o parte de valoarea mare a curentului la pornirea directă, şi pe de altă parte de asigurarea unui cuplu de pornire suficient de mare pentru învingerea inerției, frecărilor şi eventual a cuplului rezistent al sarcinii (la pornirea în sarcină - mecanismul acționat cuplat la arbore). La alimentarea directă a motorului de la rețea $I_p \approx (8....10)I_n$ deoarece la $n = 0$, respectiv $s = 1$, rezistența rotorică R'_2/s are o valoare mult mai mică decât în regim normal de funcționare, la $s \approx s_n < 0{,}1$ şi deci impedanța echivalentă a maşinii este foarte redusă. La pornire turația fiind nulă, motorul asincron alimentat la tensiunea nominală se comportă ca un transformator la scurtcircuit de avarie.

Metodele generale de pornire nu depind de construcția rotorului, fiind aplicabile la orice tip de maşină asincronă. Acestea sunt: pornirea stea - triunghi şi pornirea cu tensiune reglabilă, ambele fiind bazate pe reducerea tensiunii de alimentare.

Pornirea stea - triunghi se aplică la motoarele care funcționează cu înfăşurarea statorică în conexiune triunghi şi necesită acces la toate capetele înfăşurării trifazate statorice. Se utilizează un comutator special construit, sau o combinație de întrerupătoare, care permit conectarea înfăşurărilor în stea pentru cuplarea la rețeaua de alimentare şi apoi schimbarea conexiunii în triunghi, după scăderea curentului absorbit din rețea (figura 3.20.a).



a. Schema electrică **b.** Caracteristica mecanică

Fig. 3.20. Pornirea Y / Δ

Tensiunea nominală a motorului pentru conexiunea triunghi este $U_{1n\Delta} = U_{1f\Delta} = U_{retea}$ şi dacă se aplică conexiunii triunghi rezultă curentul absorbit din rețea $I_{p\Delta} = \sqrt{3} I_{1f\Delta}$. La alimentarea motorului cu conexiunea stea la aceeaşi tensiune $U_{rețea}$, rezultă o tensiune de fază $U_{1fY} = U_{retea} / \sqrt{3}$ şi un curent absorbit din rețea $I_{pY} = I_{1fY} = I_{1f\Delta} / \sqrt{3} = I_{p\Delta} / 3$. Deci se obține o diminuare de trei ori a curentului absorbit din rețea la pornire.

Deoarece cuplul electromagnetic variază cu pătratul tensiunii de fază, la scăderea de $\sqrt{3}$ ori a acesteia va rezulta o scădere de 3 ori a cuplului, $M_{pY} = M_{p\Delta} / 3$. Pornirea se face cu conexiunea stea, până în zona alunecării (turației) nominale, după care se trece la

conexiunea triunghi. Saltul punctului de funcţionare de pe o caracteristică pe alta se face la turaţie (alunecare) practic constantă (figura 3.20.b), din cauza inerţiei maselor în mişcare.

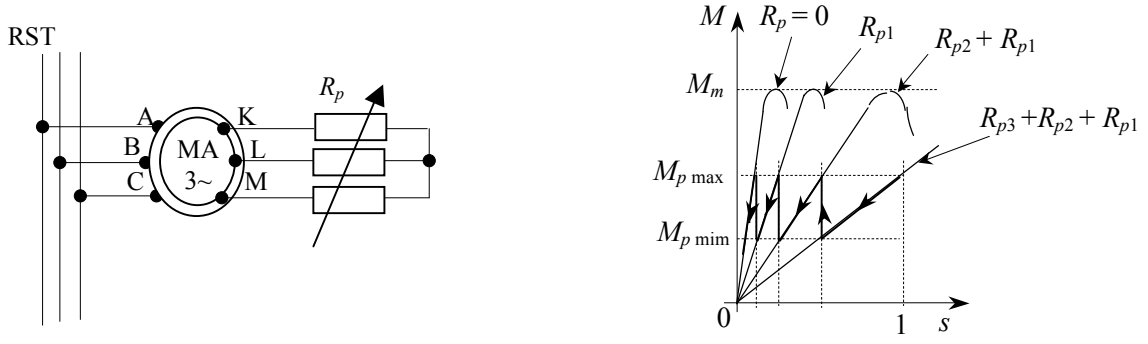
Pornirea cu tensiune reglabilă presupune alimentarea motorului de la o sursă de tensiune variabilă, sau utilizarea unui autotransformator sau a unei bobine (trifazate) cu inductivitate variabilă înseriată între bornele motorului şi linia de alimentare. Se porneşte motorul alimentat cu o tensiune redusă faţă de cea nominală, iar în zona alunecărilor mici (turaţii mari) se creşte tensiunea la valoarea nominală, raportările valorilor curentului şi cuplului fiind similare cu cele descrise în cazul pornirii Y / Δ, cu diferenţa că în acest caz factorul de diminuare se poate alege şi regla, sau se poate face o pornire în trepte, la mai multe valori ale tensiunii de alimentare.

Dezavantajul metodelor de pornire cu reducerea tensiunii de alimentare constă în reducerea simultană a cuplului de pornire (proporţional cu pătratul tensiunii); astfel, pot să apară probleme la pornirea în sarcină, motorul neputând să dezvolte un cuplu suficient de mare pentru a acoperi cuplul de sarcină, frecările şi inerţia.

Metodele specifice de pornire sunt adaptate tipului constructiv al înfăşurării rotorice: pornirea reostatică pentru motoarele cu rotorul bobinat şi alegerea formei coliviei rotorice (colivia cu bare înalte, dubla colivie) în acord cu condiţiile de pornire pentru motoarele cu rotor în colivie.

Pornirea reostatică presupune înserierea unui reostat trifazat de pornire cu înfăşurările de fază rotorice (ca în schema din figura 3.21.a). Reostatul de pornire este simetric în raport cu cele trei faze şi rezistenţele sunt conectate în stea. La pornire, rezistenţele sunt conectate pe valoare maximă, iar pe măsură ce creşte turaţia rotorului şi scade curentul absorbit din reţea, se micşorează rezistenţele până la scurtcircuitare. În timpul pornirii se urmăreşte ca intensitatea curentului să nu depăşească o anumită valoare maximă impusă (uzual, $I_p < 2\ I_n$).

Caracteristicile mecanice reostatice, aşa cum s-a arătat, nu prezintă modificarea cuplului maxim ci numai a valorii alunecării critice, care creşte cu creşterea rezistenţei rotorice şi a valorii cuplului de pornire, ceea ce este un avantaj al utilizării acestei metode. Figura 3.21.b arată (cu linie îngroşată) traseul punctului de funcţionare la pornire cu un reostat cu trei trepte. Trecerea de la o treaptă la alta se poate face automat, prin comanda temporizată, sau prin comanda în curent, a unor contactoare. Reostatul de pornire se dimensionează pentru funcţionare la curentul de pornire în regim de scurtă durată.



a. Schema electrică **b.** Caracteristicile mecanice

Fig. 3.21. Pornirea reostatică.

Pornirea motoarelor cu rotor în colivie se bazează pe forma specifică a crestăturilor rotorice, mai precis a secțiunii transversale a barelor coliviei (figura 3.22), care asigură la pornire (când $s = 1$ şi deci frecvența curentului prin barele rotorice are valoarea $f_2 = sf_1 = f_1$) efect important de refulare a curentului, prin repartizarea densității de curent în bară preponderent spre deschiderea crestăturii, adică spre întrefier. În această situație se măreşte rezistența electrică a barei, deci a înfăşurării rotorice, scăzându-se curentul de pornire şi se reduce reactanța de dispersie a înfăşurării rotorice, datorită saturării locale a circuitului magnetic, ceea ce măreşte valoarea cuplului de pornire (ec. 3.45).

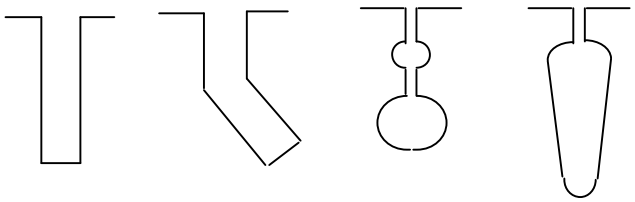


Fig. 3.22. Forme de colivii rotorice

Reglarea turației la motoarele asincrone are în vedere posibilitățile de modificare a formei caracteristicii mecanice (prin metodele deja trecute în revistă în § 3.2.4.). Spre deosebire de cazul motoarelor de c.c., modificarea caracteristicii mecanice a motoarelor asincrone în zona turației nominale (unde interesează de fapt reglajul), este foarte redusă prin metodele de reglare clasice: variațiile reostatice şi ale tensiunii de alimentare. Motoarele asincrone sunt în cea mai mare parte utilizate în acționări de turație constantă, dar există tendința de extindere a domeniului lor de utilizare prin înlocuirea motoarelor de c.c. în acționări de turație reglabilă, prin alimentarea de la variatoare de tensiune, care permit reglarea simultană a tensiunii şi a frecvenței de alimentare, ducând atât la un reglaj eficient şi economic, cât şi la păstrarea performanțelor maşinii. Această soluție câştigă teren în măsura în care prețul variatoarelor de tensiune şi frecvență îşi motivează valoarea în raport cu eficiența instalației.

O sistematizare a metodelor de reglare a turației motoarelor asincrone pleacă de la expresia acesteia

$$n = n_1(1-s) = \frac{f_1}{p}(1-s); \tag{3.47}$$

rezultă astfel că modificarea lui n este posibilă prin modificarea uneia dintre mărimile: p, f_1 sau s. De aici derivă şi categoriile de metode care pot fi utilizate.

Modificarea numărului de perechi de poli (p) se poate realiza atunci când secțiuni ale înfăşurării statorice (bobine sau grupuri de bobine) se pot combina, astfel încât să rezulte diverse numere de perechi de poli, sau dacă statorul este echipat cu două înfăşurări, cu numere diferite de perechi de poli. În acest fel se realizează motoare cu până la patru turații diferite, însă prețul lor este ridicat deoarece construcția lor este pretențioasă, şi coeficientul de utilizare a materialelor este scăzut. Acest tip de reglaj se utilizează pentru motoare cu rotorul în colivie. Un exemplu este motorul asincron monofazat, utilizat la maşinile automate de spălat rufe şi la unele tipuri de roboti de bucătărie, sau motorul trifazat care acționează ascensoarele cu mai multe viteze.

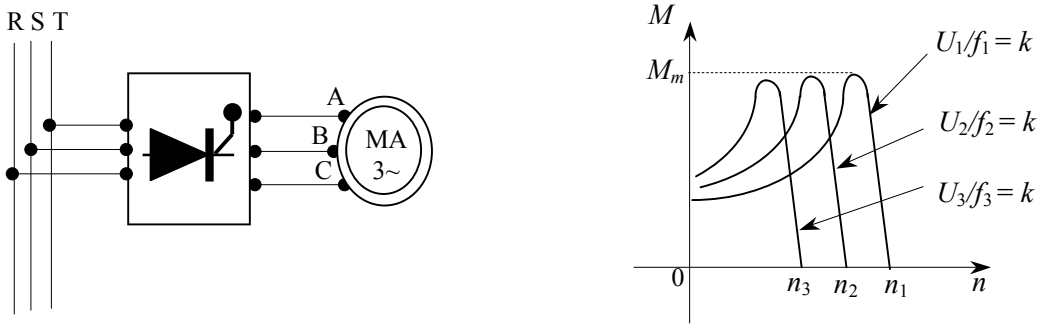
Modificarea frecvenței tensiunii de alimentare (f_1) se poate realiza cu ajutorul unei instalații speciale de alimentare cu tensiune şi frecvență variabilă (variator de tensiune),

construită cu elemente semiconductoare comandate (fig.3.23.a). Se poate astfel asigura reglajul continuu şi eficient al turaţiei, dar instalaţia este costisitoare (de cca. zece ori mai scumpă decât motorul).

Reglajul prin varierea exclusivă a frecvenţei nu este recomandabil să se realizeze în limite largi, deoarece la menţinerea constantă a tensiunii de alimentare, conform ec. (3.32) şi (3.34) unde se neglijează căderile de tensiune în circuitul statoric,

$$U_1 \approx -E_1 = \sqrt{2}\pi f_1 w_1 k_{w1} \Phi_{\max} \tag{3.48}$$

rezultă că la scăderea frecvenţei f_1 fluxul magnetic creşte şi poate conduce la saturarea circuitului magnetic şi modificarea parametrilor motorului, cât şi la creşterea pierderilor în miez. De aceea, variaţia se face în limite restrânse, sau se asociază şi variaţia de tensiune, astfel că menţinând $U/f = U_1/f_1 = \text{const.}$, să se asigure flux magnetic constant. Caracteristicile mecanice rezultate prin această metodă de reglaj sunt reprezentate în figura 3.23.b pentru valori de tensiune si frecventa mai mici decat cele nominale $U_3 < U_2 < U_1$ si $f_3 < f_2 < f_1$. După cum se vede, reglajul este eficient la orice cuplu de sarcină, variaţia de turaţie fiind proporţională cu cea de frecvenţă. La menţinerea raportului *U/f*=const., cuplul electromagnetic maxim este şi el aproape constant (M_m scade foarte uşor cu scăderea tensiunii şi a frecvenţei), aşa încât practic nu este afectată capacitatea de supraîncărcare a motorului. Reglajul nu se face şi în sensul creşterii frecvenţei şi tensiunii, deoarece la valori ale tensiunii mai mari decât cea nominală este posibil ca izolaţia maşinii să fie suprasolicitată dielectric; de asemenea, prin creşterea frecvenţei se măresc pierderile, mai ales cele in miezul feromagnetic şi scade randamentul motorului.



a. Schema electrică **b.** Caracteristicile mecanice

Fig. 3.23. Reglajul de turaţie prin variaţia tensiunii şi frecvenţei, la U_1 / f_1 = const.

Exemple de instalaţii care folosesc acest tip de reglaj sunt: alimentarea prin cicloconvertor a motoarelor asincrone trifazate utilizate în tracţiune (locomotive) sau a motoarelor asincrone liniare (vehicule pe pernă magnetică). Reglajul continuu de turaţie asociat cu superioritatea constructivă a motorului asincron (d.p.d.v. al robusteţii, randamentului şi preţului mai scăzut), fac ca acesta să ia locul motorului de c.c. şi în tracţiunea electrică.

Modificarea alunecării (*s*) se poate realiza prin modificarea tensiunii de alimentare (U_1), a rezistenţei rotorice (R'_2), sau a pierderilor rotorice ($P_{J2} = s\,P_e$).

Variaţiile caracteristicii mecanice la **modificarea tensiunii de alimentare şi a rezistenţei** din circuitul rotoric au fost puse în evidenţă în § 3.2.4., figura 3.16. Tensiunea U_1 se poate modifica doar în sensul scăderii ei, pentru a nu pune în pericol integritatea izolaţiei, deci permite numai scăderi ale turaţiei (prin creşterea alunecării la M_r = const); metoda este economică în practică, dar pentru varierea tensiunii este necesară o instalaţie adecvată (variator sau autotransformator), care necesită o investiţie importantă şi în funcţionare înrăutăţeşte şi factorul de putere al reţelei de alimentare. În plus, la scăderea tensiunii se micşorează simţitor cuplul maxim (M este proporţional cu U_1^2) şi factorul de supraîncărcare, existând pericolul pierderii stabilităţii statice a motorului la o eventuală suprasarcină.

Pentru a varia rezistenţa în circuitul rotoric se procedează ca la pornire, introducând în circuit un reostat trifazat, dar dimensionat pentru curentul rotoric la funcţionare în regim de durată; costul reostatului nu este prea mare, dar în funcţionare apar pierderi Joule suplimentare în rezistenţele acestuia, scăzând randamentul instalaţiei. Reglajul reostatic are avantajul că nu diminuează factorul de supraîncărcare.

Ambele metode sunt puţin eficiente la alunecările mici la care funcţionează în mod normal motorul asincron.

Modificarea pierderilor Joule rotorice se poate face cu o instalaţie auxiliară în circuitul rotoric (în particular chiar cazul simplului reostat de reglaj prezentat anterior), de exemplu un convertor static de frecvenţă, care asociat cu un transformator recuperează puterea electrică din rotor şi o reintroduce în reţeaua de alimentare, sau alimentează un motor de c.c. care suplimentează puterea utilă la arbore. Aceste **scheme cu recuperarea puterii** $P_{J2} = sP_e$ şi variaţia, în acelaşi timp, a alunecării, se numesc "cascade" (ex: cascada Krämer sau cascada Scherbius, ale căror scheme electrice de principiu sunt prezentate în figura 3.24) şi se utilizează în instalaţii de putere mare, de exemplu la acţionarea laminoarelor, a morilor de ciment, a unor ventilatoare şi pompe de mare putere.

Schimbarea sensului de rotaţie al motorului asincron trifazat se realizează prin inversarea sensului cuplului electromagnetic, deci prin inversarea sensului câmpului învârtitor inductor, ceea ce este posibil prin schimbarea succesiunii fazelor reţelei trifazate de alimentare.

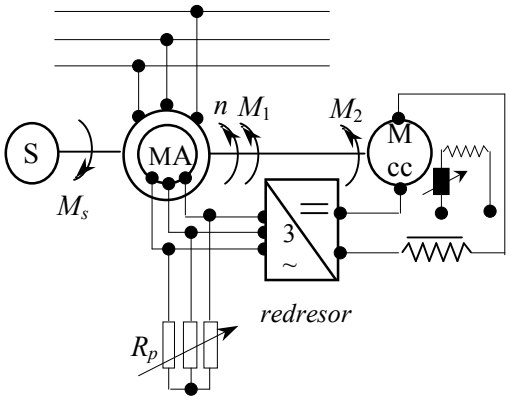
Frânarea motoarelor asincrone trifazate intervine frecvent în funcţionarea sistemelor de acţionare cu astfel de motoare şi se poate realiza prin diferite metode, similare celor prezentate pentru motoarele de c.c.:

- *frânarea recuperativă* cu trecerea maşinii în regim de generator (figura 3.25.a)- presupune accelerarea rotorului şi trecerea la turaţii suprasincrone, deplasând punctul de funcţionare pe caracteristica mecanică, prin scăderea cuplului de sarcină şi apoi inversarea sensului cuplului. Un exemplu practic pentru acest regim este cazul unui motor care acţionează un vehicul ce urcă o pantă (regim de motor), ajunge în vârful acesteia şi apoi începe să coboare accelerat de propria greutate (regim de generator); maşina rămâne conectată la aceeaşi reţea de tensiuni şi recuperează energia produsă în regimul de generator şi o cedează reţelei;

- *frânarea dinamică* cu trecerea în regim de generator fără recuperarea energiei (figura 3.25.b) - maşina care funcţionează în regim de motor este deconectată de la reţeua de alimentare şi după conectarea fazelor înfăşurării trifazate într-o anumită schemă (de exemplu înserierea celor trei faze, sau înserierea a două faze şi conectarea lor în paralel cu a treia, etc.) se alimentează de la o sursă de tensiune continuă; frânarea poate fi accelerată, la maşina cu rotor bobinat, prin înserierea cu fazele rotorice a unor rezistenţe de frânare; la maşina cu

rotorul în colivie, acelaşi efect se poate obține prin varierea curentului continuu prin înfăşurarea statorică.

a. Cascada Krämer



b. Cascada Scherbius

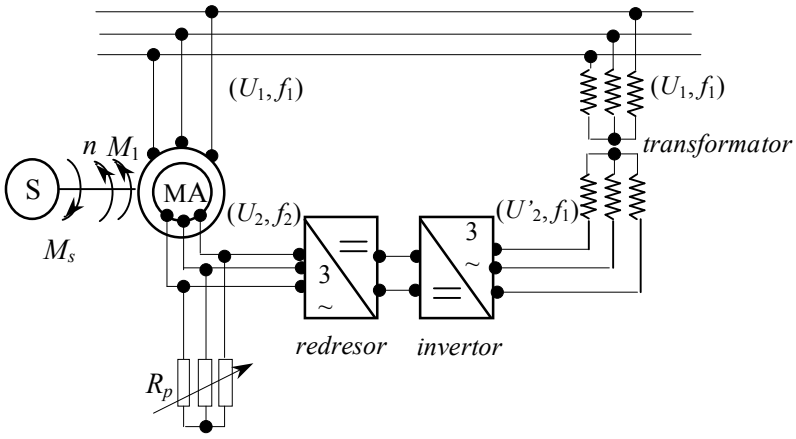
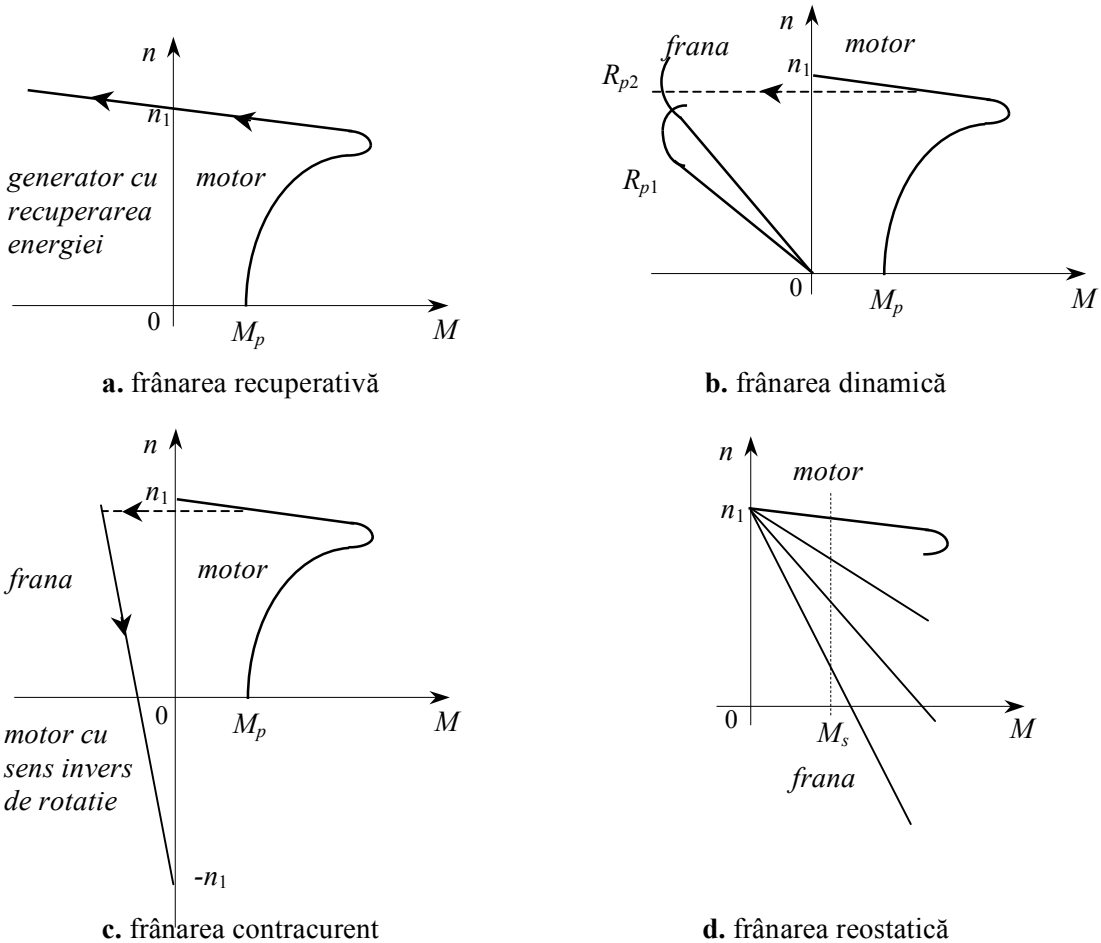


Fig. 3.24. Scheme electrice de reglare recuperativă a turației motorului asincron.

- *frânarea contracurent* cu inversarea sensului succesiunii fazelor rețelei de alimentare (figura 3.25.c) - simultan cu inversarea legăturilor a două faze ale statorului se introduce în circuitul rotoric, în serie cu înfăşurările de fază, un reostat trifazat de frânare; cuplul schimbă brusc sensul la aceeaşi turație, apoi turația scade, trece prin valoarea zero şi maşina porneşte reostatic ca motor, în celălalt sens de rotație;

- *frânarea reostatică propriu-zisă* (figura 3.25.d.) - se realizează prin variația rezistenței înseriate cu înfăşurarea rotorică şi deplasarea punctului de funcționare la cuplu constant şi turații din ce în ce mai mici, până la oprire (motor decelerat); prin creşterea în continuare a rezistenței de frânare se poate obține inversarea sensului de rotație (frână).



a. frânarea recuperativă **b.** frânarea dinamică

c. frânarea contracurent **d.** frânarea reostatică

Fig. 3.25. Caracteristici mecanice la frânarea motoarelor asincrone.

3.2.7. Motorul asincron monofazat

La acționări de puteri mici, motorul asincron este realizat în construcție monofazată, ceea ce simplifică instalația de alimentare. Din punct de vedere funcțional, un comportament similar are şi un motor trifazat căruia, în mod accidental, i se întrerupe circuitul unei faze de alimentare, fie ca urmare a unui defect al rețelei trifazate, fie o întrerupere a înfăşurării unei faze a maşinii (când înfăşurarea statorică este conectată în stea).

Caracteristica mecanică a motorului asincron monofazat se deduce considerând câmpul magnetic alternativ produs de solenația unei înfăşurări monofazate de curent alternativ, repartizată în crestăturile unei armături cilindrice (v. § 3.1.). Expresia inducției acestui câmp magnetic (3.4), în care se consideră numai contribuția fundamentalei se poate descompune (aşa cum s-a precizat în § 3.1.) în două unde învârtitoare, una directă şi cealaltă inversă, având turațiile de sincronism $n_1 = f_1/p = \omega/(2\pi p)$, respectiv $(-n_1)$

$$b_\delta(\alpha_g, t) = B_{\delta\max}\sin\omega t\cos p\alpha_g = b_{\delta\,\text{direct}} + b_{\delta\text{invers}} = \frac{1}{2}B_{\delta\max}\sin(\omega t - p\alpha_g) + \frac{1}{2}B_{\delta\max}\sin(\omega t + p\alpha_g) \tag{3.49}$$

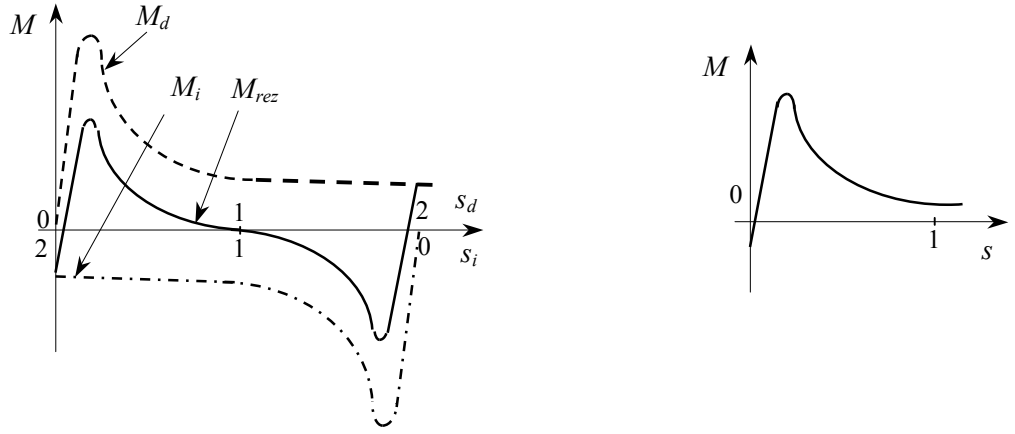
Fiecare dintre cele două câmpuri induc t.e.m. în înfăşurarea rotorică. În timp ce rotorul are turaţia n în sensul câmpului direct, alunecarea sa faţă de câmpul direct este:

$$s_d = \frac{n_1 - n}{n_1} = 1 - \frac{n}{n_1}, \tag{3.50a}$$

iar faţă de câmpul invers:

$$s_i = \frac{-n_1 - n}{-n_1} = 1 + \frac{n}{n_1} = 2 - s_d. \tag{3.50b}$$

Tensiunile induse, respectiv curenţii care apar în înfăşurarea rotorică datorită câmpurilor direct şi invers au frecvenţele: $f_{2d} = s_d \cdot f_1$, respectiv $f_{2i} = s_i \cdot f_1 = (2 - s_d) \cdot f_1$. Fiecare undă învârtitoare inductoare, împreună cu cea de reacţie, produce cuplu electromagnetic, conform celor prezentate în § 3.1.4., astfel că motorul monofazat se comportă ca două motoare trifazate, identice ca parametri, cuplate la acelaşi arbore, unul cu sens de rotaţie direct, imprimat de un cuplu direct (M_d) şi celălalt cu sens de rotaţie invers, imprimat de un cuplu invers (M_i). În figura 3.26.a sunt reprezentate formele celor două caracteristici mecanice, pentru maşina directă, respectiv pentru cea inversă şi compunerea lor pentru a rezulta caracteristica mecanică a motorului monofazat



a. motorul asincron monofazat simetric **b.** motorul monofazat cu fază auxiliară

Fig. 3.26. Caracteristica mecanică a motorului asincron monofazat.

După cum arată caracteristica mecanică rezultantă din figura 3.26.a, motorul asincron monofazat nu are cuplu de pornire (la $s = 1$, $M_{rez} = 0$). Dacă se aplică însă rotorului un cuplu de antrenare într-un sens de rotaţie, punctul de funcţionare se stabileşte pe una dintre ramurile caracteristicii mecanice, corespunzătoare acelui sens de rotaţie.

Asigurarea unui cuplu de pornire nenul se face prin "stricarea echilibrului" dintre M_{direct} şi M_{invers} (figura 3.26.b). Se echipează statorul cu o fază auxiliară, poziţionată decalat faţă de înfăşurarea principală şi alimentată astfel încât curentul ce o străbate să fie defazat în timp faţă de cel prin înfăşurarea principală (de exemplu se poate folosi aceeaşi sursă de tensiune şi o impedanţă de defazare, ca în figura 3.27); solenaţia dată de această înfăşurare produce şi ea, la rândul ei, un câmp alternativ, decalat în timp şi spaţiu faţă de cel produs de

înfăşurarea principală. Cele două câmpuri alternative se compun şi formează un câmp învârtitor rezultant, care conduce la o funcţionare a maşinii asemănătoare cu cazul maşinii polifazate. Cuplul rezultant nu mai trece prin zero la pornire (fig. 3.26b). Faza auxiliară ocupă cca. 1/3 din circumferinţa statorului, iar faza principală restul de cca. 2/3.

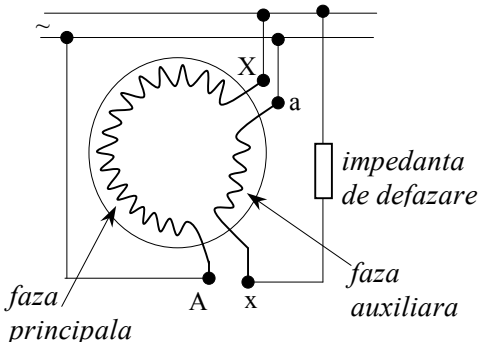


Fig. 3.27. Schema electrică a statorului motorului asincron monofazat cu fază auxiliară.

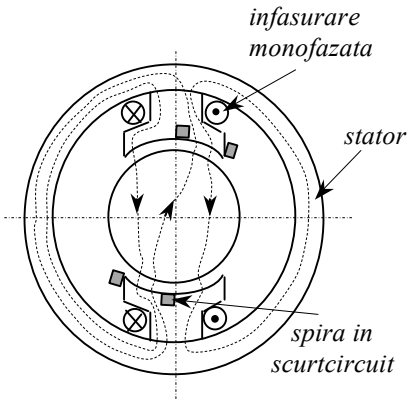


Fig. 3.28. Motor asincron monofazat cu spiră în scurtcircuit.

O soluţie constructivă frecventă la motoarele asincrone monofazate de mică putere este prezentată în figura 3.28. Statorul are înfăşurarea monofazată concentrată, aşezată pe nişte piese polare şi alimentată de la reţeaua de tensiune alternativă monofazată. Piesele polare, cu forma lor caracteristică, au rolul de a ajuta la repartizarea mai uniformă şi pe suprafaţă mai mare a fluxului magnetic prin întrefier spre rotor. Pe jumătate din deschiderea fiecărei piese polare se plasează câte o spiră în scurtcircuit (care cuprinde jumătate din suprafaţa tălpii polare). Aceste spire au un efect de "ecranare" a zonei polare pe care o înconjoară, deoarece produc un câmp de reacţie (Φ_r) defazat cu $\pi/2$ în urma celui inductor (Φ) (figura 3.28.) şi cu care se compune în zona ecranată. În maşină apar astfel două câmpuri alternative (pulsatorii) decalate spaţial, care prin compunere dau un câmp învârtitor nenul la pornire.

În general, motorul asincron monofazat este mai neeconomic decât cel trifazat, atât în construcţie, cât şi în exploatare, dar este preferat la puteri mici, mai ales în aplicaţii casnice, datorită reţelei monofazate de alimentare. Se utilizează la maşina de spălat rufe, la ventilatoare, la aeroterme, diferite maşini unelte, de asemenea în tracţiunea feroviară de curent alternativ.

3.2.8. Motorul asincron liniar

În transporturi interurbane de viteză mare sunt utilizate trenuri rapide acţionate cu motoare electrice liniare, asincrone sau sincrone.

Motorul asincron liniar are o construcţie ce corespunde liniarizării armăturilor cilindrice de la maşina rotativă (figura 3.29). Maşina are construcţie inversată, in sensul că inductorul este armatura mobilă, iar indusul este armatura fixă.

Inductorul trifazat este ataşat de vehicul, iar indusul este similar coliviei şi este inclus în calea de rulare. Deoarece calea de rulare se desfăşoară pe distanţă foarte mare, barele tip colivie se pot înlocui cu o placă de aluminiu turnată în armătura de fier. În figura 3.29. se prezintă varianta constructivă cu motor asincron unilateral. Mai eficientă este cea cu motor bilateral, schiţată în figura 3.30. După acelaşi principiu există construite linii ferate in care

inductorul cu înfăşurare trifazată este inclus in calea de rulare; infăşurarea este alimentată pe tronsoane care se succed in lungul liniei şi sunt parcurse pe măsură ce trenul se deplasează.

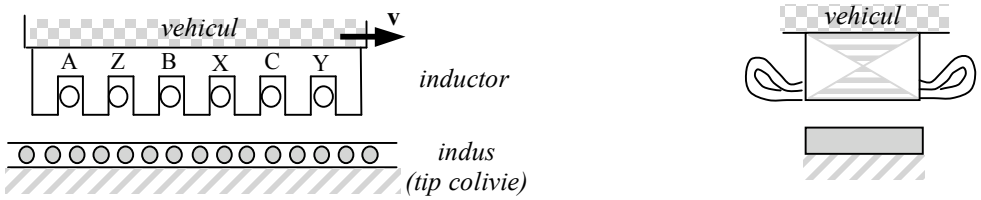
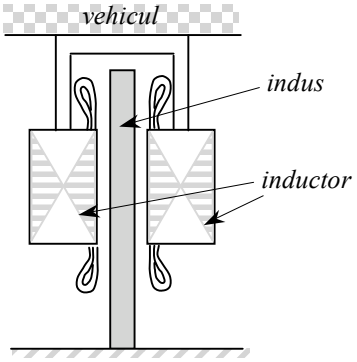


Fig. 3.29. Reprezentare schematică pentru motorul asincron liniar.

La viteze mici (70 - 80) km/oră, distanța dintre armături se poate menține prin sprijinirea întregului vehicul pe roți, care calcă pe şine laterale, ce au şi rol de ghidare, în timp ce la viteze de (400 - 500) km/oră, menținerea distanței dintre vehicul şi calea de rulare este realizată cu un sistem de bobine ce produc forțe de repulsie între armături. În lipsa ghidajelor mecanice este dificil de menținut direcția la curbe şi sunt necesare nişte bobine suplimentare pentru o mai sigură menținere a direcției.

Fig. 3.30. Reprezentare schematică a motorului liniar bilateral pentru tracțiune.



Construcția şi funcționarea motoarelor liniare în tracțiune întâmpină probleme datorită efectelor de capăt, atât laterale vehiculului, cât şi în părțile frontale. Câmpurile de dispersie laterale şi frontale conduc la apariția unor forțe electromagnetice care pot afecta stabilitatea în deplasare a vehiculului.

3.3 Maşina sincronă trifazată

3.3.1 Elemente constructive specifice. Domeniu de utilizare. Principiul de funcţionare în regim de generator şi motor

Maşina sincronă poate funcţiona atât în regim de generator (în centralele electrice, pentru producerea energiei electrice sunt utilizate turbo şi hidrogeneratoare sincrone trifazate), cât şi în regim de motor (în acţionarea sarcinilor de mare putere, la turaţie constantă).

Părţile constructive principale ale maşinii sincrone sunt: statorul (fix în raport cu platforma pe care este poziţionată maşina) şi rotorul (în interiorul statorului aflat în mişcare de rotaţie şi concentric cu acesta). La construcţia normală, statorul are rol de indus, realizarea lui fiind asemănătoare cu cea a maşinii asincrone (carcasă, miez feromagnetic lamelat, cu crestături uniforme pe circumferinţa interioară, înfăşurare polifazată simetrică, uzual trifazată). Rotorul are rolul de inductor. Construcţia lui este heteropolară şi este echipat cu o înfăşurare de excitaţie alimentată în curent continuu. Alimentarea înfăşurării poate fi făcută prin inele fixate pe arbore, la care sunt conectate capetele acesteia şi pe care calcă perii colectoare fixate în carcasă, conectate la cutia de borne, sau prin intermediul unei punţi redresoare solidare cu rotorul şi alimentată de la un generator de curent alternativ, tot printr-un sistem de inele şi perii. Există două variante constructive de rotor: *cu poli aparenţi* (se practică pentru rotoare cu $p = 2$) şi *cu poli înecaţi* (varianta tipică pentru $p = 1$ şi mai rar $p = 2$), reprezentate în figura 3.31.

cu poli aparenţi cu poli înecaţi

Fig. 3.31 Tipuri de rotoare pentru maşina sincronă

Miezul rotoric cu poli înecaţi se realizează dintr-un bloc masiv, cilindric din oţel în care se frezează crestături (în lungul generatoarelor cilindrului), în crestaturi se dispune înfăşurarea de excitaţie. Construcţia cu poli înecaţi se foloseşte la turbogeneratoare la care turaţia $n_1 = 3000$ rot/min (pentru frecvenţa de 50 Hz).

Miezul rotoric cu poli aparenţi este realizat prin montarea unor piese polare masive pe jugul rotoric, prinderea făcându-se prin buloane sau pene; este necesară o consolidare mecanică bună, deoarece în timpul funcţionării polii sunt supuşi acţiunii forţelor centrifuge. Polii susţin înfăşurarea de excitaţie. Construcţia cu poli aparenţi se utilizează la motoare sincrone şi hidrogeneratoare la care turaţia este mică $n_1 \leq 25$ rot/sec.(sau 1500 rot/min), la funcţionarea în reţele de 50 Hz.

Principiul de funcţionare al maşinii sincrone în regim de **generator** presupune antrenarea rotorului la o turaţie n_1 şi existenţa curentului continuu în înfăşurarea de excitaţie;

efectul constă în producerea unui câmp magnetic constant în timp, repartizat în spaţiu după alternanţa polilor, sub forma unor pulsuri pozitive şi negative, care se roteşte cu aceeaşi turaţie cu rotorul, devenind astfel un câmp învârtitor, cu turaţia n_1 (cum este prezentat in finalul paragrafului 3.1.2 şi fig. 3.6). Indusul (armatura statorica) este parcurs de fluxul magnetic variabil în timp şi în înfăşurarea polifazată (trifazată) statorică se induc tensiuni electromotoare, având frecvenţa $f_1 = pn_1$. Dacă înfăşurarea se închide pe un circuit de sarcină, în înfăşurări se stabilesc curenţi având tot frecvenţa f_1. Sistemul trifazat, simetric, echilibrat de curenţi produce un câmp de reacţie, tot învârtitor şi sincron cu cel inductor. Prin compunerea celor două câmpuri învârtitoare ia naştere cuplul electromagnetic al generatorului sincron, care se opune cuplului de antrenare a rotorului.

Pentru funcţionarea în regim de **motor** este necesară alimentarea înfăşurării statorice cu un sistem de tensiuni trifazat, simetric, echilibrat, de frecvenţa f_1, astfel încât curenţii care parcurg fazele să producă un câmp magnetic învârtitor cu turaţia $n_1 = f_1 / p$. Este de asemenea necesar ca rotorul (cu înfăşurarea de excitaţie parcursă de c.c.) să se învârtă la aceeaşi turaţie n_1. Cuplul electromagnetic care se formează menţine sincronismul dintre câmpul învârtitor statoric şi cel rotoric (respectiv rotor) şi permite transferul de putere activă mecanismului acţionat. De remarcat că principiul de funcţionare al motorului sincron este condiţionat de sincronismul dintre turaţia rotorului şi a câmpului, astfel că motorul sincron nu poate funcţiona decât la turaţia de sincronism (constantă cât timp f_1 = const.) şi nu dezvoltă cuplu la pornire, deci trebuie pornit indirect, până la turaţia de sincronism. Tot din acest motiv, maşina sincronă nu poate funcţiona în regimul de frână.

3.3.2 Regimurile staţionare de generator şi motor ale maşinii sincrone. Ecuaţii, scheme echivalente, diagrame de fazori

Pentru simplificarea teoriei se va considera pentru început o maşină sincronă trifazată, de construcţie simetrică şi cu poli înecaţi (întrefier constant, deci circuit magnetic izotrop). Se consideră materialul magnetic liniar. Teoria urmează să se stabilească pentru o fază de referinţă (faza reprezentativă) a înfăşurării statorice.

După cum s-a arătat în §3.3.1, în maşina sincronă, în timpul funcţionării ca **generator** în sarcină, sunt prezente două câmpuri magnetice învârtitoare: câmpul magnetic inductor (produs de înfăşurarea de excitaţie) şi câmpul magnetic de reacţie (produs de curenţii statorici). Se neglijează conţinutul în armonici al acestor câmpuri, aşa cum s-a considerat şi în §3.1, cât şi armonicile din curbele t.e.m. induse în înfăşurări şi ale curenţilor. Ipoteza considerării regimului sinusoidal simplifică teoria, fără a neglija fenomenele importante din timpul funcţionării. Se foloseşte reprezentarea mărimilor sinusoidale în complex simplificat (v. Anexa II).

În înfăşurarea de referinţă statorică se induc atât t.e.m. datorate câmpului magnetic inductor, cât şi câmpului magnetic de reacţie. Câmpul magnetic inductor este produs de solenaţia $\theta_{ex} = w_{ex} I_{ex}$ a înfăşurării de excitaţie, unde w_{ex} este numărul de spire al înfăşurării de excitaţie, parcursă de curentul continuu I_{ex}. Prin compunerea t.e.m. induse de câmpul magnetic inductor pe toate elementele de înfăşurare rezultă tensiunea $\underline{E}_0$. Similar, rezultă t.e.m. indusă datorită câmpului de reacţie (v. §3.1.5) al solenaţiei înfăşurării statorice $\underline{E}_r$. La mersul în gol, când curentul prin fazele înfăşurării statorice este nul (nu există câmp de reacţie), t.e.m. indusă şi măsurabilă la bornele înfăşurării este $\underline{E}_0$.

Când curentul prin faza de referinţă este maxim, atunci câmpul magnetic de reacţie are axa coincidentă cu axa înfăşurării şi se poate defini o inductivitate "de reacţie a indusului", numită inductivitate ciclică: $L = wk_w \dfrac{\Phi_r}{i}$, unde Φ_r este fluxul magnetic de reacţie, iar i este

curentul prin faza de referinţă. Valorile sunt instantanee, deoarece la o deplasare a câmpului de reacţie Φ_r şi i nu mai au valori maxime.

Se poate exprima t.e.m. indusă datorită câmpului de reacţie, utilizând imaginile în complex ale mărimilor armonice

$$\underline{E}_r = -wk_w \frac{\mathrm{d}\underline{\Phi}_r}{\mathrm{d}t} = -\mathrm{j}\omega_1 L\underline{I} = -\mathrm{j}X\underline{I}. \tag{3.52}$$

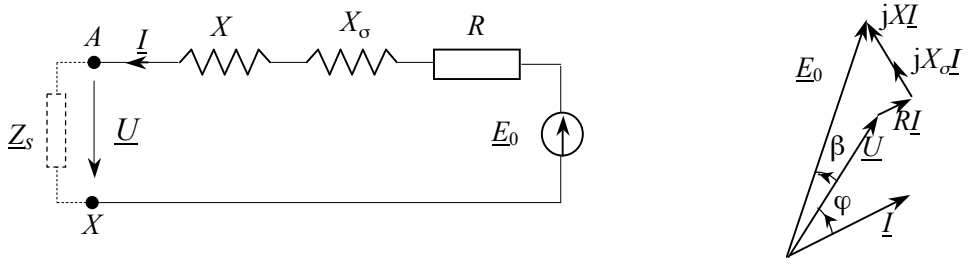
S-a considerat Φ_r drept fluxul magnetic de reacţie util în maşină. Curentul i prin spirele fazei de referinţă produce însă şi un câmp magnetic de dispersie Φ_σ, care conduce şi el la apariţia unei t.e.m. de autoinducţie în spirele fazei de referinţă

$$\underline{E}_\sigma = -wk_w \frac{\mathrm{d}\underline{\Phi}_\sigma}{\mathrm{d}t} = -\mathrm{j}\omega_1 L_\sigma \underline{I} = -\mathrm{j}X_\sigma \underline{I}. \tag{3.53}$$

şi la definirea inductivităţii de dispersie L_σ, a fazei de referinţă. Ţinând seama şi de rezistenţa electrică a conductorului din care este realizată înfăşurarea, deci de căderea de tensiune rezistivă, se poate aplica teorema a II-a a lui Kirchhoff pe conturul înfăşurării şi se poate exprima tensiunea la borne în legătură şi cu schema echivalentă (figura 3.32a)

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + \underline{E}_r + \underline{E}_\sigma - R\underline{I} = \underline{E}_0 - \mathrm{j}X\underline{I} - \mathrm{j}X_\sigma\underline{I} - R\underline{I} \tag{3.54}$$

Ecuaţia (3.54) corespunde diagramei de fazori din figura 3.32b.



a. **b.**

Fig. 3.32 Schema echivalentă (a) şi diagrama de fazori (b) a unei înfăşurări de referinţă a maşinii sincrone (în regim de generator)

În diagrama de fazori s-au pus în evidenţă două unghiuri: defazajul φ dintre curentul şi tensiunea de la bornele înfăşurării, care este impus de caracterul impedanţei de sarcină $\underline{Z}_S$ conectată la bornele AX ale înfăşurării de referinţă şi defazajul β dintre t.e.m. indusă de câmpul inductor $\underline{E}_0$ şi tensiunea la borne $\underline{U}$ (respectiv între câmpul magnetic inductor şi câmpul magnetic rezultant datorită suprapunerii peste câmpul inductor a câmpului de reacţie). Acesta poartă numele de unghi intern şi este un parametru important în teoria maşinii sincrone, caracterizând încărcarea acesteia în sarcină.

Reprezentarea schemei echivalente şi a diagramei fazoriale se poate simplifica (figura 3.33) definind o reactanţă echivalentă a maşinii: reactanţa sincronă $X_S = X + X_\sigma$.

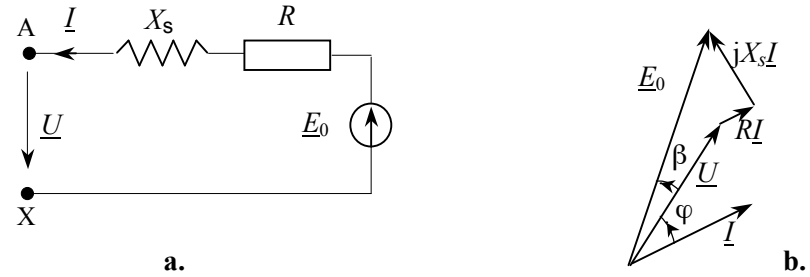


Fig. 3.33 Reprezentarea simplificată a schemei echivalente (a) şi a diagramei fazoriale (b)

În cazul **motorului** sincron se pot deduce în mod similar ecuaţia corespunzătoare de tensiuni (3.55), schema echivalentă şi diagrama de fazori (fig. 3.34). Faţă de cazul generatorului se remarcă următoarele: inversarea sensului de referinţă al curentului, asociat cu cel al tensiunii la borne după regula de la receptoare şi unghiul intern, care are semn opus faţă de cazul generatorului.

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + \mathrm{j} X_s \underline{I} + R\underline{I} \,. \tag{3.55}$$

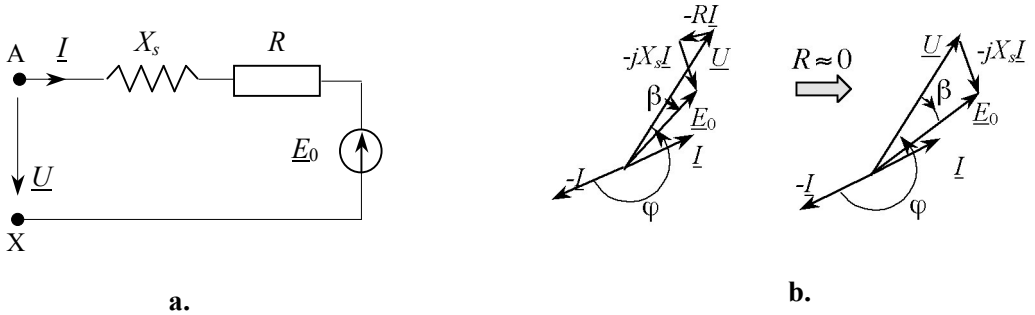


Fig. 3.34 Schema echivalentă simplificată şi diagrama de fazori la motorul sincron

De multe ori, în aplicaţii, se neglijează căderea de tensiune pe rezistenţa înfăşurării de fază în raport cu cea corespunzătoare reactanţei sincrone (respectiv $R \approx 0$).

Multe construcţii reale de maşini sincrone nu satisfac ipoteza referitoare la izotropia circuitului magnetic; astfel, sunt maşinile cu reluctanţă variabilă şi maşinile cu poli aparenţi. Teoria acestora se stabileşte considerând construcţia maşinii proiectată pe două axe după direcţii radiale (în raport cu geometria cilindrică a maşinii) şi ortogonale între ele (din punct de vedere electromagnetic, adică defazate cu unghiul electric $p\alpha_g = \pi/2$), numite: **axa longitudinală** (***d***) (coincide cu axa polilor, adică trece prin zona de reluctanţă magnetică minimă a circuitului magnetic) şi **axa transversală** (***q***) (coincide cu axa neutră a polilor, adică trece prin zona de reluctanţă magnetică maximă a circuitului magnetic), ca în figura 3.35.

Din cauza variaţiei reluctanţei magnetice a circuitului maşinii în cele două axe considerate, reactanţa sincronă a fazei de referinţă are două componente: reactanţa sincronă longitudinală (X_d) şi reactanţa sincronă transversală (X_q). De asemenea, curentul prin înfăşurarea fazei de referinţă a indusului are o componentă longitudinală ($\underline{I}_d$) şi una transversală ($\underline{I}_q$). Solenaţia de excitaţie fiind plasată pe poli (axa bobinei de excitaţie coincide

cu axa *d*), are componentă numai după direcţia longitudinală ca şi fluxul inductor produs de ea, iar t.e.m. indusă de câmpul magnetic inductor $\underline{E}_0$, ca derivată a fluxului inductor, are componenetă numai pe axa *q*.

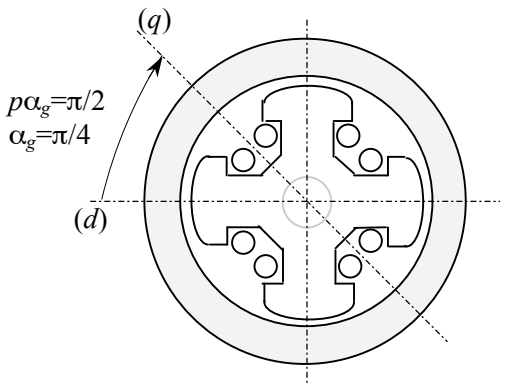


Fig. 3.35 Maşina sincronă anizotropă (cu polii aparenţi)

Cu aceste sumare explicaţii, ecuaţia simplificată de tensiuni a generatorului sincron cu poli aparenţi are forma (3.56), iar schema echivalentă şi diagrama de fazori sunt reprezentate în figura 3.36, prin raportare la cele două axe (*d, q*) şi cu considerarea $R \approx 0$.

$$\underline{U} = \underline{E}_0 - \mathrm{j} X_d \underline{I}_d - \mathrm{j} X_q \underline{I}_q \tag{3.56}$$

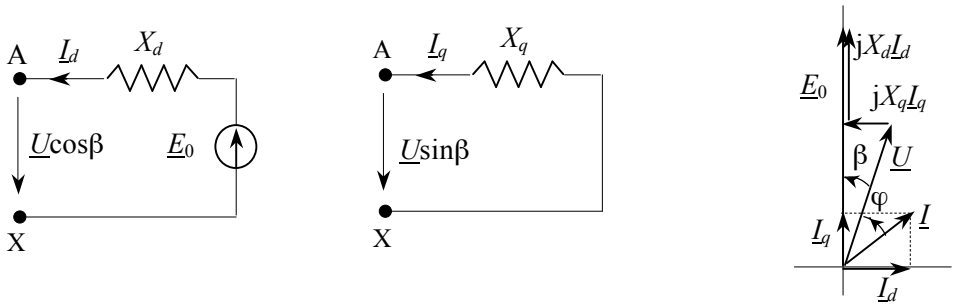


Fig. 3.36. Schema echivalentă şi diagrama de fazori a generatorului sincron cu poli aparenţi

Pentru motorul sincron cu poli aparenţi se deduc în mod similar: ecuaţia de tensiuni, schema echivalentă şi diagrama de fazori inversând polaritatea curentului $\underline{I}$.

În continuare se va trata cazul mai simplu al maşinii cu poli înecaţi, făcându-se referire la maşina cu polii aparenţi doar în cazul aplicaţiilor specifice.

Observatie. In teoria maşinii expusă în acest paragraf, mărimile *U* şi *I* sunt mărimi de fază şi corespund "fazei reprezentative" a înfăşurării statorice.

3.3.3 Puterea şi cuplul electromagnetic produse în maşina sincronă. Caracteristica mecanică. Stabilitatea în funcţionare

Revenind la diagrama de fazori simplificată a generatorului sincron cu polii înecaţi (fig. 3.33) cu neglijarea rezistenţei înfăşurării de fază statorică ($R \approx 0$) reluată în figura 3.37, se poate deduce, prin relaţii geometrice, ecuaţia

$$X_s I \cos(\varphi + \beta) = U \sin\beta, \tag{3.57}$$

care permite exprimarea puterii electromagnetice corespunzătoare fazei reprezentative; componenta activă a puterii electromagnetice este patea reală a puterii electromagnetice totale (aparente)

$$P_e = \mathrm{Re}\{\underline{S}_e\} = E_0 I \cos(\varphi + \beta) \tag{3.58}$$

sub forma

$$P_e = \frac{E_0 U}{X_s} \sin\beta. \tag{3.59}$$

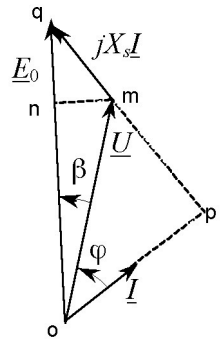


Fig. 3.37 Diagrama fazorială simplificată a generatorului sincron cu poli înecaţi

(constructia grafica implica segmentele pq perpendicular pe op si mn perpendicular pe oq, astfel ca unghiurile nmq si poq sunt egale, iar relatia (3.57) rezulta prin exprimarea segmentului mn ca latura a celor doua triunghiuri nmq, respectiv omn)

La o maşină trifazată, la producerea puterii contribuie toate cele trei faze

$$P_e = \frac{3E_0 U}{X_s} \sin\beta. \tag{3.60}$$

Cuplul electromagnetic are expresia dedusă pornind de la relaţia sa de definiţie:

$$M = \frac{P_e}{\Omega_1} = \frac{P_e}{2\pi n_1} = \frac{3pE_0 U}{2\pi f_1 X_s} \sin\beta, \tag{3.61}$$

unde Ω_1 este viteza unghiulară de rotaţie a câmpului inductor (respectiv a rotorului), p este numărul de perechi de poli ai maşinii, iar f_1 este frecvenţa curenţilor prin înfăşurarea statorică.

Expresiile (3.60) şi (3.61) pun în evidenţă dependenţa sinusoidală dintre puterea electromagnetică, respectiv cuplul electromagnetic şi unghiul intern. Caracteristica mecanică a maşinii sincrone este reprezentată uzual ca dependenţa dintre cuplul electromagnetic şi unghiul intern, având forma din figura 3.38. pentru cele două regimuri: regimul de generator,

corespunzător la $\beta > 0$, $M > 0$, $P_e > 0$ când maşina debitează putere activă şi regimul de motor, pentru $\beta < 0$, $M < 0$, $P_e < 0$ când maşina absoarbe putere activă.

Unghiul intern este parametrul care reflectă încărcarea în sarcină a maşinii sincrone.

Funcţionarea stabilă a maşinii (în sensul stabilităţii statice, §1.5) corespunde zonei de caracteristică pentru $\pi/2 < \beta < \pi/2$. La variaţii bruşte ale cuplului de sarcină însă, zona de stabilitate este mai restrânsă, deoarece variaţiile de cuplu de sarcină implică variaţii de turaţie şi există pericolul ca maşina să nu mai poată reveni la sincronism şi deci să nu mai poată produce cuplu electromagnetic.

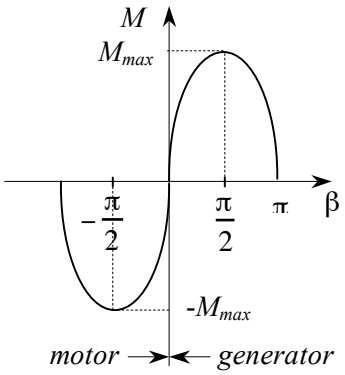


Fig. 3.38
Caracteristica mecanică a maşinii sincrone cu poli înecaţi

Observaţii.

1. Din ecuaţia cuplului electromagnetic se observă că, la o scădere accidentală a tensiunii la borne este posibilă menţinerea cuplului constant prin "forţarea excitaţiei" (creşterea solenaţiei de excitaţie produce creşterea fluxului magnetic inductor şi implicit a t.e.m. induse prin variaţia acestuia).

2. Pentru **maşina sincronă trifazată cu polii aparenţi** se pot deduce în mod similar expresiile puterii electromagnetice (3.62) şi cuplului electromagnetic (3.63), pornind de la diagrama de fazori simplificată din figura 3.36:

$$P_e = \frac{3E_0U}{X_d}\sin\beta + \frac{3U^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin 2\beta, \tag{3.62}$$

$$M = \frac{3p}{2\pi f_1}\left[\frac{E_0U}{X_d}\sin\beta + \frac{U^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin 2\beta\right]. \tag{3.63}$$

Caracteristica mecanică a maşinii cu poli aparenţi nu mai redă variaţia sinusoidală a cuplului cu unghiul intern, ci o "sinusoidă deformată", cu valoarea de cuplu maxim la $|\beta| < \pi/2$.

3. După cum se observă din ecuaţii, maşina sincronă cu poli aparenţi poate dezvolta putere electromagnetică şi cuplu electromagnetic şi în absenţa t.e.m.induse E_0, adică la curent de excitaţie nul. Pe această proprietate se bazează funcţionarea aşa numitelor maşini sincrone reactive (fără înfăşurare de excitaţie).

3.3.4 Maşina sincronă conectată la reţea. Schimbul de puteri. Compensatorul sincron

Se consideră o maşină sincronă trifazată cu polii înecaţi, conectată cu înfăşurarea statorică la o reţea de tensiune alternativă trifazată şi simetrică, de valoare efectivă constantă U şi frecvenţa f (fig. 3.39).

Prin variaţia cuplului la ax, maşina poate fi făcută să funcţioneze fie ca ***motor***, aplicându-i-se un cuplu de sarcină M_S şi ea absoarbe din reţea putere activă ($P < 0$), fie ca ***generator***, antrenând axul cu un cuplu activ M_a şi ea produce putere electrică activă pe care o cedează reţelei ($P > 0$). În acest timp, curentul de excitaţie I_{ex} şi respectiv t.e.m. indusă de fluxul inductor E_0 au valoare constantă. Schimbul de putere activă dintre maşina sincronă şi reţea este însoţit de variaţia unghiului intern.

Aceeaşi maşină la funcţionarea cu un anumit cuplu la ax, respectiv putere activă constantă (indiferent de regimul de motor sau generator), prin variaţia curentului de excitaţie poate avea un schimb de putere reactivă cu reţeaua. Există o valoare "optimă" a curentului de excitaţie (I_{ex}^*), respectiv a t.e.m. E_0, la care schimbul de putere reactivă este nul. La curent de excitaţie mai mic, maşina este subexcitată şi absoarbe din reţea putere reactivă ($Q < 0$), iar la curent de excitaţie mai mare, maşina este supraexcitată şi produce putere reactivă pe care o cedează reţelei ($Q > 0$).

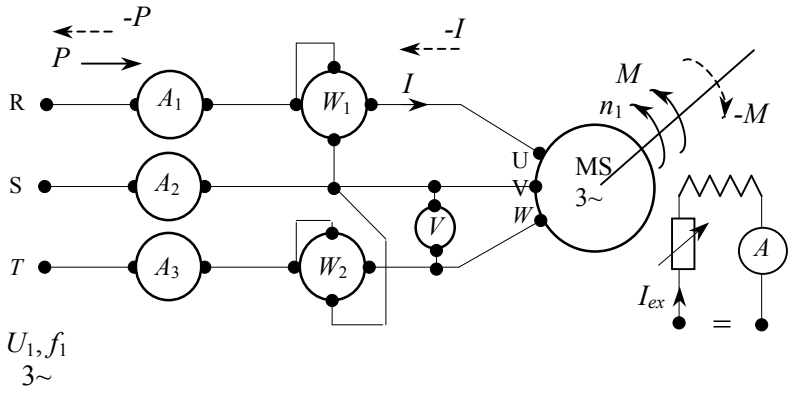


Fig. 3.39
Schema electrică a maşinii sincrone cuplată la reţeaua de tensiune constantă

Aceste regimuri de funcţionare corespund unor anumite domenii de variaţie a unghiului de defazaj φ dintre tensiunea reţelei $\underline{U}$ şi curentul ce străbate înfăşurarea statorică de referinţă $\underline{I}$, după cum arată diagramele de fazori şi tabelul din figura 3.40. Se consideră că maşina sincronă este tot timpul conectată cu înfăşurarea statorică la reţeaua trifazată cu tensiunea $\underline{U}$. De aceea, în diagramele fazoriale, $\underline{U}$ este identic în toate cele patru cazuri.

Datorită acestei proprietăţi, maşina sincronă poate fi utilizată (independent de regimul de lucru ca motor sau generator) şi pentru reglarea factorului de putere din reţeua la care este conectată, acest regim fiind denumit ***compensator sincron***. Uneori se utilizează maşina sincronă în regim de motor în gol, cu excitaţie reglabilă, numai pentru această funcţie de compensare controlată a factorului de putere al reţelei (similar cu utilizarea unei baterii de condensatoare).

Caracteristicile de funcţionare specifice acestui regim de compensator sincron sunt numite caracteristici de reglaj sau "curbe în V" (după forma lor tipică), definite ca: $I = I(I_{ex})$, la P = const şi U = const. Reprezentarea lor grafică la diferite valori de putere constantă, din figura 3.41, arată că variaţia curentului I (care circulă între maşină şi reţea) la variaţia curentului de excitaţie este exclusiv reactivă (componenta activă $I\cos\varphi$ = const. în ipotezele

menționate). O altă variantă de prezentare a caracteristicilor de reglaj este variația cosφ = f(I_{ex}), la P = const. şi U = const., cu importanță pentru regimul de compensator sincron.

Curbele în V sunt similare în regimul de motor şi în cel de generator, dar în cazul motorului, o scădere prea mare a curentului de excitație (mai ales la maşina cu poli înecați, care nu are cuplu electromagnetic reactiv), poate conduce la scăderea cuplului electromagnetic sub valoarea cuplului rezistent şi la ieşirea maşinii din sincronism.

φ	0....π/2	(3π)/2....2π	π/2....π	π....(3π)/2
$P = 3UI\cos\varphi$	debitează (P>0)	debitează (P>0)	absoarbe (P<0)	absoarbe (P<0)
$Q = 3UI\sin\varphi$	debitează (Q>0)	absoarbe (Q<0)	debitează (Q>0)	absoarbe (Q<0)
regimul	generator (β>0) supraexcitat	generator (β>0) subexcitat	motor (β<0) supraexcitat	motor (β<0) subexcitat
comportarea față de rețea	generator în circuit *R - L*	generator în circuit *R - C*	sarcină tip *R - C*	sarcină tip *R – L*

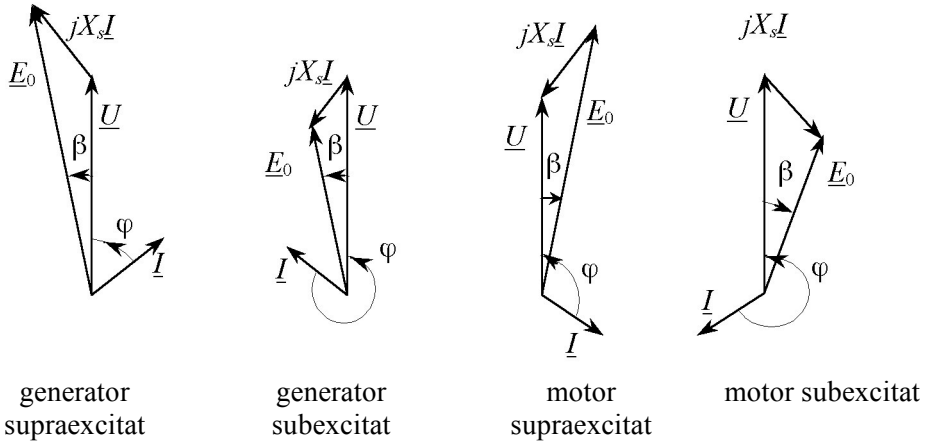


Fig. 3.40. Regimurile de funcționare ale maşinii sincrone la rețeaua de tensiune constantă.

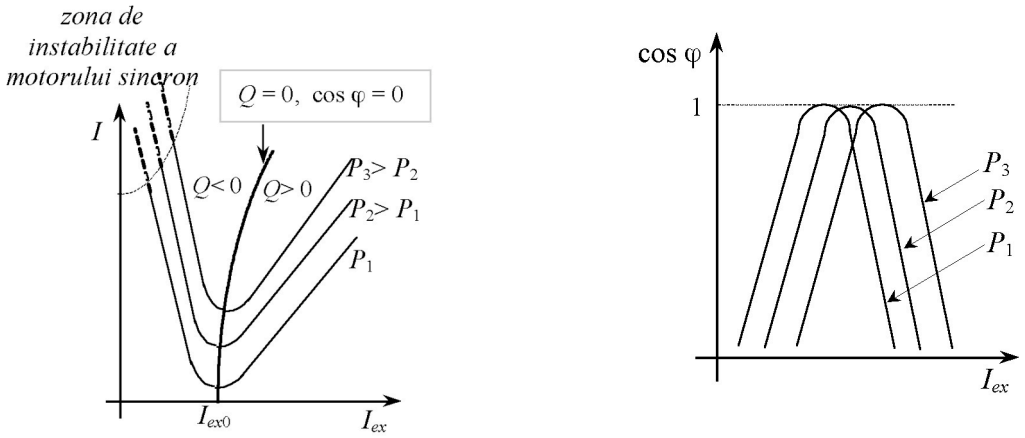


Fig. 3.41 Caracteristicile de reglaj (curbele în V) ale maşinii sincrone

3.3.5 Bilanțul de puteri active şi randamentul maşinii sincrone

Indiferent de regimul de funcționare (motor sau generator), pierderile în maşina sincronă sunt de aceleaşi categorii (v. Anexa IV):

- pierderile de tip Joule în înfăşurarea statorică: $P_{Js} = 3RI^2$ (unde R este rezistența înfăşurării de fază, iar I este valoarea efectivă a curentului de fază);

- pierderile în fier în armătura statorică: P_{Fe} formate din pierderi prin curenți turbionari şi prin histerezis;

- pierderile de tip Joule în înfăşurarea de excitație: $P_{Jex} = R_{ex} I_{ex}^2$;

- pierderile de frecare şi ventilație: P_{fv};

- pierderile suplimentare în miez (tălpi polare, dinți statorici) datorate armonicilor superioare din curba câmpului rezultant: P_s;

Suma pierderilor este formată din categoriile de pierderi din maşină ($\sum P = P_{Js} + P_{Fe} + P_{fv} + P_s$) exceptând pierderile în înfăşurarea de excitație, care provin din transformarea puterii absorbite separat de acest circuit $P_{ex} = U_{ex} I_{ex}$; şi dacă sunt şi acestea considerate în calculul randamentului, intră ca o putere suplimentară consumată (la fel ca şi la maşina de c.c. cu excitație independentă).

Randamentul se poate exprima în funcție de puterea electrică din circuitul statoric (absorbită de motor, respectiv produsă de generator)

$$\eta_{motor} = \frac{P - \sum P}{P + P_{Jex}}; \quad \eta_{generator} = \frac{P}{P + \sum P + P_{Jex}}. \tag{3.64}$$

Puterea activă $P = \mathrm{Re}[\underline{S}]$ absorbită din rețea prin circuitul înfăşurării statorice se exprimă în funcție de factorul de putere în circuit şi de valorile tensiunii şi curentului ca mărimi de linie, $P = \sqrt{3} U_\ell I_\ell \cos\varphi$, sau de fază, $P = 3U_f I_f \cos\varphi$.

Observație. În teoria maşinii expusă în § 3.3.2. mărimile U şi I sunt mărimi de fază.

3.3.6 Caracteristicile de funcționare ale generatorului sincron pe rețea proprie

Funcționarea pe rețea proprie caracterizează regimul de generator al maşinii sincrone pentru un circuit de sarcină independent. Caracteristicile se definesc la turație constantă a rotorului, condiție asigurată de motorul de antrenare şi sunt ridicate experimental pe un circuit cu schema prezentată în figura 3.42.

Caracteristicile sunt următoarele:

Caracteristica de mers în gol: $U_0 = \mathrm{f}(I_{ex})$ la n = const şi $I = 0$ se ridică lăsând circuitul de sarcină deschis şi variind curentul din circuitul de excitație atât în sens crescător cât şi descrescător, în mod monoton. Forma caracteristicii (fig. 3.43a) este influențată de proprietățile magnetice ale miezului, reprezentând la altă scară caracteristica magnetică a

maşinii, adică dependenţa dintre fluxul magnetic inductor şi solenaţia înfăşurării de excitaţie. Curba ascendentă pleacă din zero (U_{r1} = 0) dacă miezul nu prezintă magnetizaţie remanentă; dacă maşina a mai funcţionat, atunci există o tensiune remanentă U_{r1} diferită de zero în absenţa curentului de excitaţie.

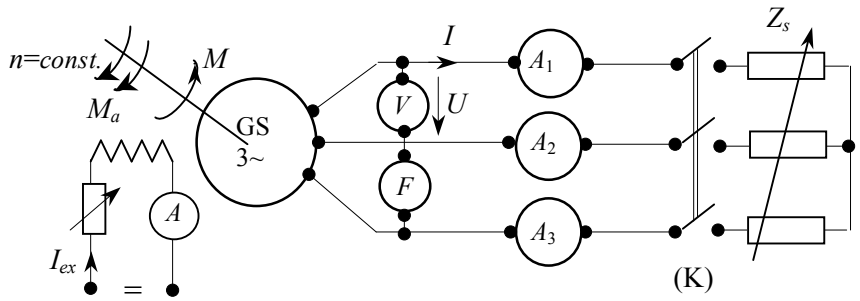


Fig. 3.42 Schema de montaj pentru funcţionarea generatorului sincron pe reţea proprie

Caracteristica externă: U = f(I), pentru n = const., I_{ex} = const. şi cosφ = const. caracterizează funcţionarea în sarcină simetrică a generatorului, la flux inductor constant şi acelaşi tip de sarcină. În funcţie de caracterul sarcinii căderea de tensiune în maşină, $\Delta\underline{U} = (R + \mathrm{j}X_s)\underline{I}$, variază şi deci tensiunea la borne scade sau creşte faţă de valoarea de la mers în gol (fig. 3.43b).

Caracteristica de scurtcircuit: I = f(I_{ex}), pentru n = const. şi U = 0 (figura 3.43.c) este o caracteristică liniară, care pleacă de la o valoare puţin diferită de zero datorită existenţei tensiunii remanente.

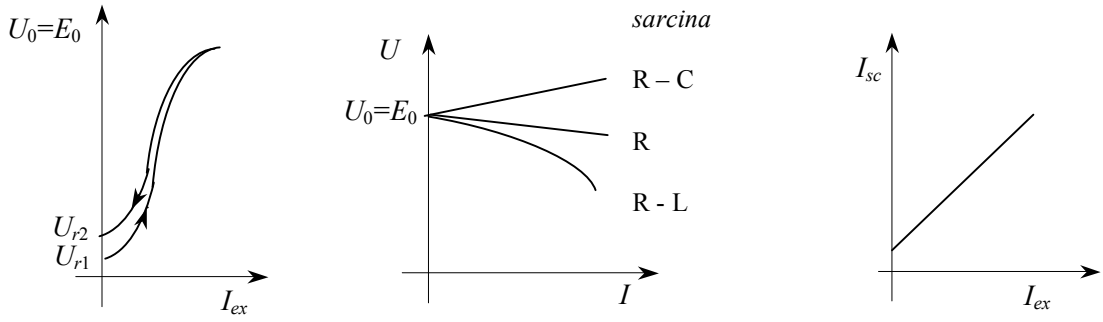


Fig. 3.43. Caracteristicile generatorului sincron la funcţionarea pe reţea proprie: (a) - caracteristica de mers în gol (b) - caracteristici externe (c) - caracteristica de scurtcircuit

3.3.7 Caracteristicile electromecanice ale motorului sincron. Pornirea şi reglajul de turaţie

Caracteristica mecanică a motorului sincron n(M) este **rigidă**, turaţia constantă la variaţii ale cuplului de sarcină fiind o condiţie a sincronismului motorului. La depăşirea unei valori limită a cuplului, motorul îşi pierde stabilitatea, ieşind din sincronism; cuplul electromagnetic devine nul, turaţia scade până la oprire liberă, iar curentul absorbit din reţea

creşte, deoarece prin scăderea la zero a t.e.m. induse, tensiunea reţelei se aplică pe impedanţa internă a maşinii.

Caracteristicile electromecanice care se pot studia la funcţionarea în sarcină a motorului alimentat la tensiune şi frecvenţă nominale, curent de excitaţie constant şi asigurându-i încărcarea în sarcină cu un generator frână care permite măsurarea cuplului sau a puterii utile P_u, într-o schemă de montaj ca cea din figura 3.44a, sunt următoarele:

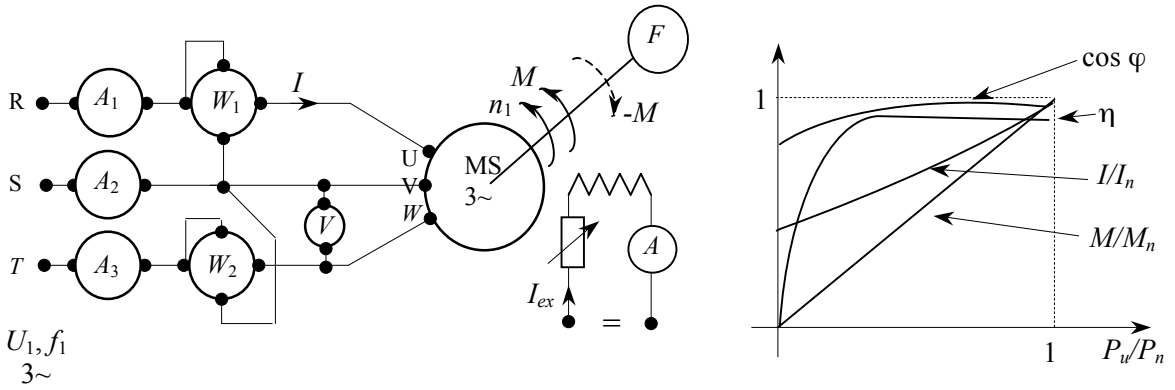
- caracteristica randamentului: $\eta = \eta\ (P_u)$;

- caracteristica factorului de putere: $\cos\varphi = f(P_u)$;

- caracteristica curentului absorbit din reţea: $I = I(P_u)$;

- caracteristica cuplului: $M = M(P_u)$.

În figura 3.44.b aceste caracteristici s-au reprezentat grafic, în mărimi adimensionalizate prin raportare la datele nominale.



a. schema de montaj **b.** caracteristicile electromecanice

Fig. 3.44 Funcţionarea în sarcină a motorului sincron

Pornirea motorului sincron este o problemă mai dificilă decât la celelalte tipuri de motoare electrice, deoarece el nu are cuplu propriu de pornire. Doar la învârtirea rotorului la turaţia de sincronism, în acelaşi sens cu câmpul învîrtitor statoric, maşina dezvoltă cuplu electromagnetic. Metodele de pornire ale motorului sincron presupun aducerea arborelui la turaţia de sincronism printr-unul dintre următoarele procedee:

1. Antrenarea arborelui cu un motor auxiliar, care este scos din funcţiune după prinderea în sincronism; la cuplarea la reţea a statorului însă, trebuie luate măsuri de sincronizare, deoarece maşina sincronă, în momentul cuplării pe reţea, este în regim de generator şi sistemul de tensiuni al generatorului trebuie să se suprapună identic peste sistemul de tensiuni al reţelei (adică să aibă aceeaşi valoare efectivă, aceeaşi frecvenţă, aceeaşi succesiune a fazelor şi în momentul cuplării tensiunile omoloage să fie în fază). Metoda de realizare şi verificare a acestor condiţii se numeşte **sincronizare fină** şi se bazează pe măsurarea diferenţelor dintre tensiunile sistemului reţelei şi generatorului sincron şi ajustarea acestora din urmă prin varierea turaţiei motorului de antrenare şi a curentului de excitaţie.

Această metodă se aplică şi la cuplarea în paralel cu rețeaua a generatoarelor sincrone din centralele electrice.

2. Pornirea în asincron este metoda cea mai des utilizată şi se poate aplica motoarelor sincrone când înfăşurarea de excitație este închisă pe o rezistență de valoare mare (de cca. zece ori mai mare decât rezistența înfăşurării). Unele maşini au o înfăşurare suplimentară scurtcircuitată, ca o colivie de motor asincron, dispusă în crestături practicate în lungul tălpilor polare şi numită înfăşurare de amortizare. Ea are rol activ doar la turații diferite de turația de sincronism, când maşina se comportă ca un motor asincron, în timp ce la sincronism t.e.m. induse în această înfăşurare (v. principiul de funcționare al maşinii asincrone) sunt nule, deoarece ele sunt proporționale cu alunecarea şi la sincronism $s = 0$. Circuitul feromagnetic masiv al rotorului poate şi el juca rol de colivie de pornire datorită t.e.m. induse şi curenților turbionari ce apar la funcționare asincronă. După ce arborele ajunge la turația subsincronă $n = (1 - s)\, n_1$ (apropiată însă ca valoare de n_1, ca şi la motorul asincron), se alimentează înfăşurarea de excitație de la sursa de tensiune continuă. Câmpurile magnetice învârtitoare se sincronizează, după un scurt regim tranzitoriu şi produc cuplu electromagnetic. Se spune că maşina "se prinde în sincronism".

3. Pornirea prin **alimentarea înfăşurării statorice de la o sursă de tensiune şi frecvență variabilă**, crescând frecvența de la zero, permite creşterea treptată, de la zero, a turației câmpului învârtitor inductor; este astfel posibilă antrenarea treptată, din repaus, a rotorului.

Reglarea turației de sincronism ($n_1 = 60\, f_1/p$) poate fi făcută numai prin varierea numărului de perechi de poli ai înfăşurării statorice sau prin varierea frecvenței tensiunii de alimentare. Varierea lui p este imposibilă la masina sincronă, deoarece, pentru a asigura sincronismul câmpurilor învârtitoare, numărul perechilor de poli ai înfăşurării statorice trebuie să fie egal cu numărul perechilor de poli ai rotorului, iar acesta din urmă este impus de construcția rotorului. Variația frecvenței f_1 se poate face cu un convertor static, un reglaj eficient trebuind să fie făcut prin variere continuă. Această metodă se aplică la acționări unde şi pornirea se face prin creşterea treptată a frecvenței. Un exemplu de astfel de instalație este acționarea morilor (de ciment, cărbune, cereale, etc) cu motor sincron inelar (diametrul maşinii este mult mai mare decât lungimea ei) alimentat de la rețea prin intermediul unui cicloconvertor (figura 3.45); de la aceeaşi rețea, printr-un redresor în punte se alimentează şi înfăşurarea de excitație a motorului.

Instalația permite pornirea în asincron, cu introducerea în circuit a rezistenței R_p şi funcționarea la o frecvență a tensiunii de alimentare de cca. (0,2...0,3) din frecvența rețelei. Prin comanda aprinderii tiristoarelor se poate regla atât amplitudinea cât şi frecvența tensiunii de alimentare, putându-se asigura raportul $U_1/f_1 = \text{const}$ (din aceleaşi motive ca la motorul asincron).

Datorită posibilităților reduse de reglare a turației motorului sincron, utilizarea lui este preferată în acționări de turație constantă şi unde turația nu trebuie să fie afectată de sarcină: pompe centrifuge şi cu piston, ventilatoare, compresoare lente (cu piston), mori şi concasoare, elicele vapoarelor, unele tipuri de laminoare, etc. O altă direcție de largă utilizare a motorului sincron este în acționările de finețe: sisteme de poziționare, unde se utilizează construcții speciale de maşini sincrone de puteri mici (unele dintre ele sunt prezentate în continuare).

Avantajele utilizării motorului sincron constau, pe de o parte, în faptul că poate funcționa la acelaşi cuplu activ cu diferiți factori de putere (interesează regimul capacitiv) şi

pe de altă parte că, la o scădere a tensiunii la borne se poate menține cuplul electromagnetic constant prin creşterea curentului de excitație, ceea ce nu se poate realiza la alt tip de motor.

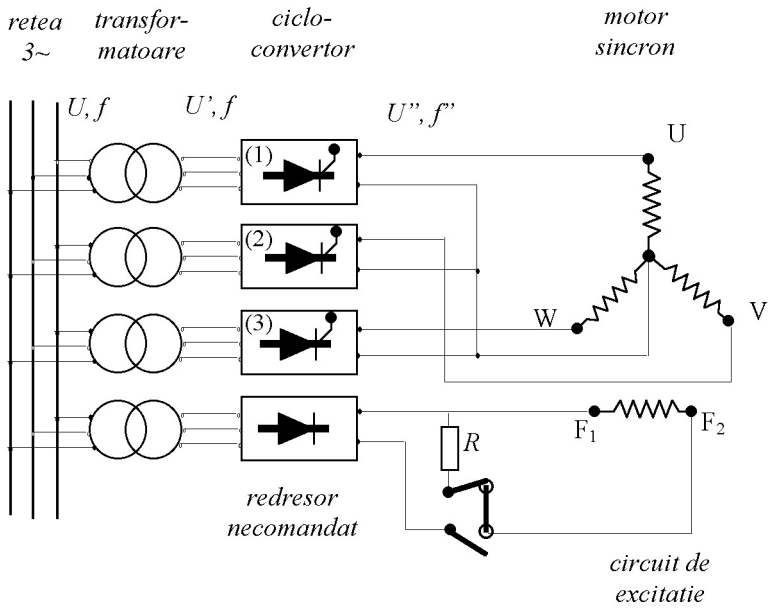


Fig. 3.45 Instalație de acționare cu motor sincron alimentat prin cicloconvertor

Menținerea riguros constantă a turației la variațiile cuplului poate fi privită ca un avantaj şi constituie principalul motiv al utilizării motorului sincron în acționările de precizie de tipul echipamentelor electro-mecanice analogice: la perifericele calculatoarelor (cititor de bandă, antrenarea hârtiei pentru imprimantă), la aparatura audio-vizuală (aparat de proiecție film, rulare banda casetofon, videorecorder si videoplayer, cap citire pic-up), aparatura medicală (inregistratoare grafice de semnale). Deasemenea, se utilizează în transmisia la distanta a informatiilor si semnalelor: telefonie, telegrafie, transmisie sincronă a mişcării, etc. In prezent, o bună parte din aceste aplicatii sunt depăsite, nu mai sunt de actualitate, fiind foarte rapid inlocuite cu tehnologiile bazate pe achizitia, conversia analog-digiala a semnalelor si a imaginilor si stocarea informatiei in format electronic.

Capitolul 4

Maşina de curent continuu

4.1 Construcția, regimurile şi principiul de funcționare

Prima construcție de maşină de curent continuu a fost realizată de Ritchie în anul 1833. In deceniile următoare, până la sfârşitul secolului trecut, construcția s-a perfecționat şi pe măsură ce au fost observate şi explicate fenomenele electromagnetice ce însoțesc funcționarea maşinii, au fost aduse o serie de îmbunătățiri constructive. După aceea, îmbunătățirile țin de evoluția calității materialelor, mai ales cele electroizolante, cât şi de evoluția tehnologiilor.

4.1.1 Elemente constructive

Ca orice maşină electrică rotativă, maşina de curent continuu este alcătuită din cele două armături, statorul şi rotorul.

Statorul este partea fixă, alcătuită din jugul statoric (figura 4.1.a), care are funcția şi de carcasă, polii principali (de excitație), care poartă înfăşurarea de excitație (vezi detaliul din figura 4.1.b), polii auxiliari (de comutație), care poartă înfăşurarea de comutație, scuturile laterale, care susțin lagărele cu rulmenți sau de alunecare (la puteri mici), cât şi sistemul de perii şi portperii.

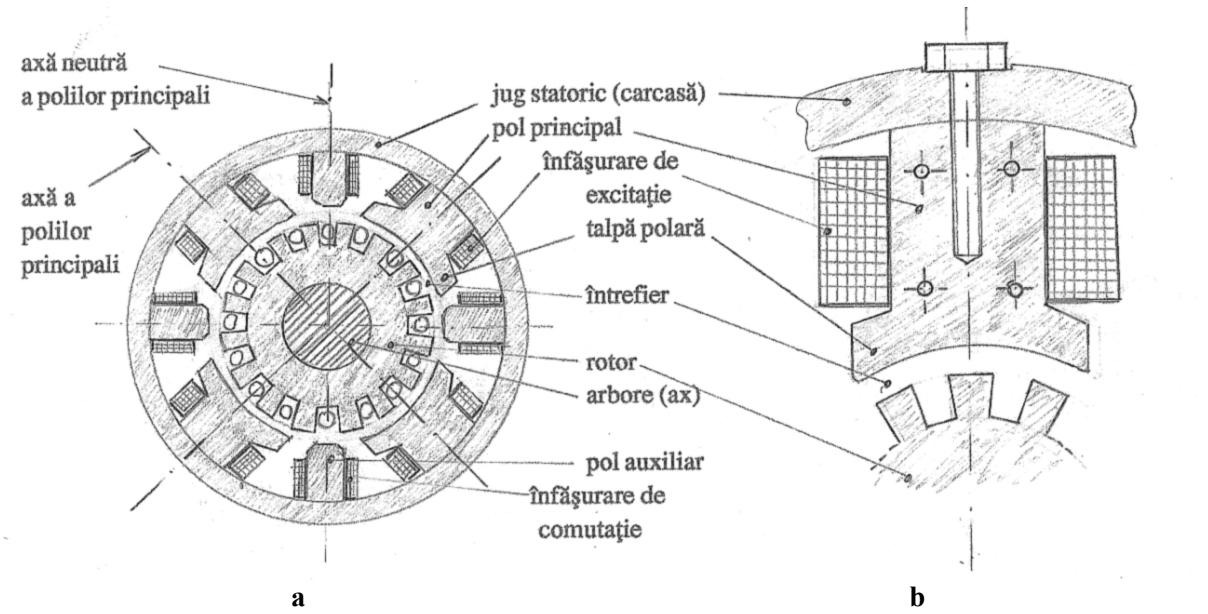


Fig. 4.1 Secțiune transversală prin maşina de c.c. cu detaliu de pol principal

Rotorul este partea mobilă a maşinii, alcătuit dintr-un pachet de tole, cu crestături pe exterior, care susțin o înfăşurare tip indus de curent continuu. Crestăturile sunt egale şi repartizate uniform pe circumferință. Pachetul de tole se găseşte fixat pe arborele maşinii, ca şi colectorul

şi se roteşte odată cu acesta. Tot pe arbore poate fi prevăzut un ventilator, pentru îmbunătățirea evacuării de căldură din maşină, în timpul funcționării.

Carcasa (jugul statoric) este realizată din fontă sau oțel turnat, mai rar din tablă groasă de oțel sudată. Ea constituie atât cale de închidere a fluxului inductor, cât şi suport pentru susținerea polilor. Fie din turnare, fie prin sudare, carcasa este prevăzută cu tălpi de susținere şi fixare a maşinii şi cu o cutie de borne. Tot pe carcasă este fixată plăcuța indicatoare, cu datele nominale ale maşinii. O altă variantă constructivă se întâlneşte la maşinile de curent continuu de putere mică şi mai ales la motoarele destinate a fi alimentate de la instalații de redresare cu semiconductoare. Jugul, împreună cu polii, sunt realizați din tole de oțel electrotehnic, de (0,5....1) mm grosime, ştanțate sub formă adecvată (figura 4.2.). Acest tip constructiv se întâlneşte, de exemplu, la maşinile de c.c. pentru locomotivele electrice şi diesel-electrice. In acest caz, întregul jug statoric este introdus într-o carcasă care joacă numai rolul de protecție şi fixare.

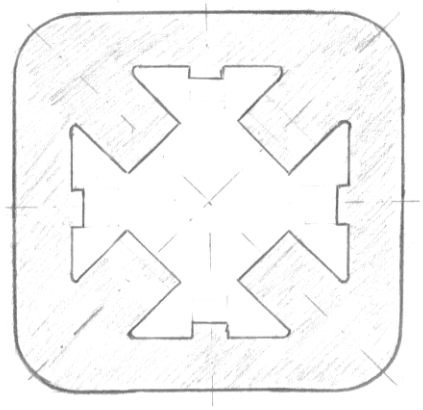


Fig. 4.2
Tolă statorică cu jug şi poli incluşi

Polii de excitație (principali) se realizează̆ din tole de oțel electrotehnic de (0,5....1) mm grosime, strânse şi consolidate prin nituire (figura 4.1.b), sau cu bulon. Fixarea de jugul statoric se face tot cu bulon de strângere. Polii sunt formați din corpul polului, zona pe care se află bobina înfăşurării de excitație şi talpa polară, cu rol atât în susținerea bobinei, cât şi în repartizarea mai uniformă a fluxului inductor spre rotor. Cele mai multe maşini de c.c. se realizează în construcție tetrapolară (numărul de poli este 2p = 4). Bobinele înfăşurării de excitație se conectează între ele astfel încât să asigure sensul fluxului de excitație de aşa manieră ca polii N şi S să alterneze. Distanța dintre axele a doi poli alăturați (aceeaşi cu distanța dintre *axele neutre*, reprezentate în figura 4.1) se numeşte *pas polar* (τ).

Fluxul magnetic de excitație este *fluxul inductor*, calificativul "inductor" fiind asociat în general statorului maşinii de c.c. Capetele înfăşurării de excitație se scot la cutia de borne.

La maşinile de puteri mari (peste 10 kW), există şi o înfăşurare de compensare, care este plasată în crestături practicate în tălpile polare, este conectată în serie cu înfăşurarea rotorică şi are rolul de a compensa local fluxul magnetic de reacție produs de solenația acesteia la funcționarea în sarcină (fluxul de reacție slăbeşte fluxul de excitație).

Polii de comutație (auxiliari) sunt aşezați simetric, între polii de excitație. Axele polilor de comutație se plasează în axele neutre ale polilor principali (ca în figura 4.1). Construcția lor este asemănătoare cu a polilor principali. Infăşurările situate pe polii de comutație se conectează între ele tot în sensul alternanței polarităților şi se înseriază cu înfăşurarea rotorică (a indusului). Fluxul magnetic produs de solenația polilor auxiliari în zona de comutație are rol de a favoriza procesul de comutație (schimbarea sensului curentului prin secțiile înfăşurării rotorice).

Atât polii principali, cât şi cei auxiliari se realizează din tole de oţel feromagnetic. La cele mai multe maşini nu este nevoie să se izoleze tolele între ele, deoarece fluxul magnetic ce străbate circuitul magnetic al statorului nu variază în timp şi nu apar curenţi turbionari; lamelarea se face din motive tehnologice (operaţia de ştanţare a tolelor este automată). La motoarele de c.c. care lucrează în regim de sarcină variabilă, la cele alimentate prin convertoare statice de frecvenţă sau în cazul celor incluse în sisteme de acţionare cu reglaj de turaţie prin slăbire de flux, particularităţile de funcţionare implică apariţia fluxurilor variabile în timp, aşa încât se impune izolarea tolelor din circuitul magnetic statoric pentru reducerea pierdierilor prin curenţi turbionari.

Miezul rotoric este realizat dintr-unul sau mai multe pachete de tole; tolele au grosimea de (0,5....1) mm şi sunt izolate între ele. Rotorul are un număr Z de crestături uniform distribuite pe circumferinţa exterioară (fig. 4.1). Rotorul reprezintă *indusul* maşinii de curent continuu, el găsindu-se sub influenţa câmpului magnetic inductor (de excitaţie), produs de solenaţia polilor principali. *Pasul polar* (τ) se poate exprima la nivelul rotorului în trei moduri (în asociaţie cu secţiunea transversală din fig. 4.1a):

- ca unghi la centru: $\tau = (2\pi) / (2p)$ [rad];

- ca arc de cerc la periferia rotorului cu diametrul exterior D: $\tau = (\pi D) / (2p)$ [m];

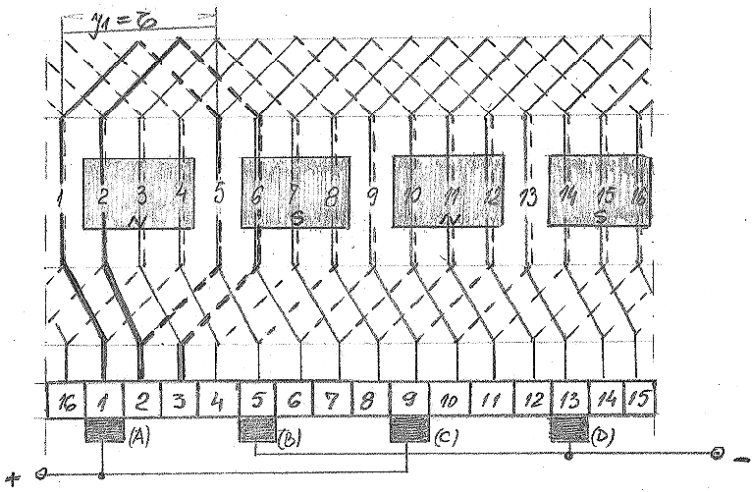
- ca număr de crestături aflate sub incidenţa unui pol: $\tau = Z / (2p)$ [crest.].

Infăşurarea rotorică (a indusului) este aşezată în cele Z crestături ale rotorului; este o înfăşurare închisă şi formată din *secţii*, elemente de înfăşurare care se repetă identic şi se succed la parcurgerea înfăşurării. Există două tipuri de bază de înfăşurări de c.c.: *buclată* şi *ondulată*, clasificare făcută după forma secţiilor. In figura 4.3 a şi b sunt reprezentate schemele desfăşurate şi schemele electrice echivalente pentru aceste două tipuri de înfăşurări. In cele două scheme desfăşurate s-au pus în evidenţă, prin reprezentare cu linie mai groasă, câte două secţii succesive, pentru a se vedea atât forma lor specifică, cât şi modul de aşezare a laturilor lor: la *înfăşurarea buclată*, secţiile care se succed în parcursul înfăşurării au laturile plasate sub incidenţa aceleiaşi perechi de poli, în timp ce la *înfăşurarea ondulată*, secţiile succesive sunt plasate în zone ce ţin de perechi de poli diferite. La ambele tipuri, latura de ducere, respectiv cea de întoarcere a unei secţii se află sub incidenţa a doi poli alăturaţi (deci de polarităţi diferite).

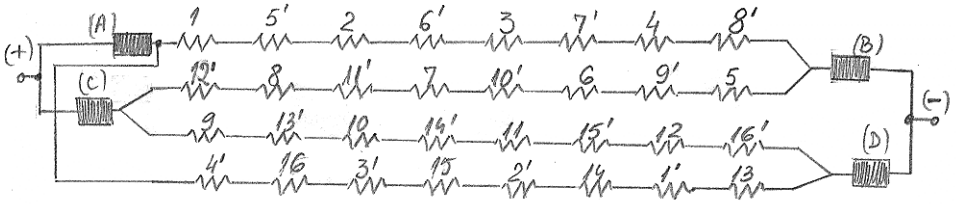
Infăşurarea indusului este compusă din mai multe spire (o secţie poate fi compusă din una sau mai multe spire), plasate în crestături, colectorul are atâtea lamele câte secţii are înfăşurarea rotorică, corespunzând (pentru construcţiile uzuale) şi la numărul de crestături rotorice. Numărul de perii este egal cu numărul de poli şi periile sunt plasate, din punct de vedere electromagnetic, în axa neutră a polilor (decalarea lor se practică numai în cazuri speciale). Capetele fiecărei secţii sunt racordate la lamele diferite ale colectorului. Periile sunt poziţionate pe lamele de colector, conectate cu laturi de secţie aflate în axa neutră a polilor inductori. Laturile secţiilor sunt plasate în crestături (în două straturi, izolate între ele), izolate faţă de miez şi consolidate cu pană la deschiderea crestăturii. Capetele înfăşurării sunt consolidate cu bandaje. Infăşurarea rotorică este supusă forţelor centrifuge, de aceea se impune o consolidare mecanică bună.

Colectorul este realizat din *lamele* de cupru, dispuse radial, izolate între ele şi fixate pe un butuc plasat pe arbore. El se roteşte odată cu arborele maşinii. La fiecare lamelă este racordat punctul comun dintre o latură de întoarcere şi una de ducere, aparţinând la două secţii succesive în parcursul înfăşurării.

Datele înfăşurării:
Z=16; 2p=4
deschiderea bobinei cu pasul polar
$y_1 = \tau = Z/2p = 4$

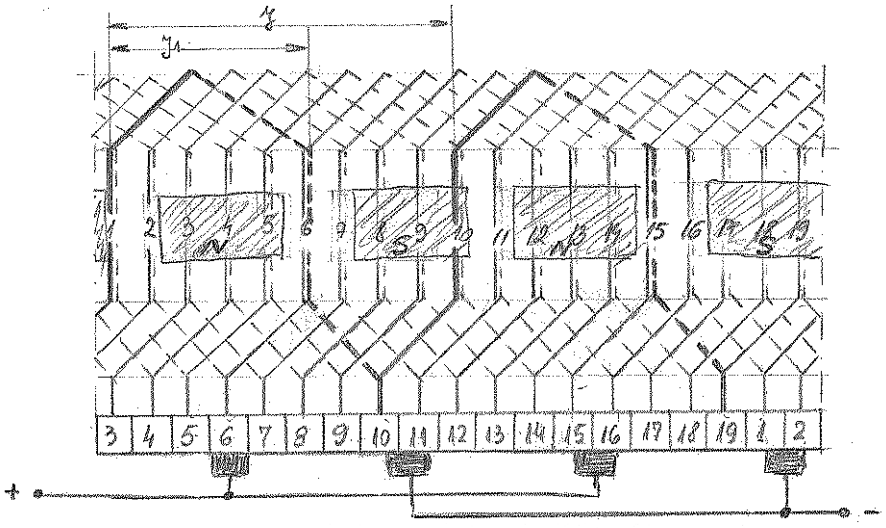


schema electrică echivalentă
cu 2a = 4 căi de curent în paralel

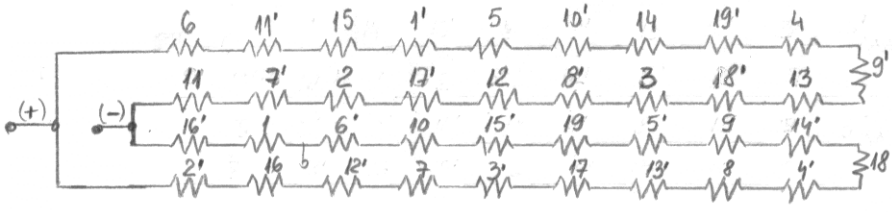


a. Infăşurare buclată simplă

Datele înfăşurării:
Z=19; 2p=4
pasul polar
$\tau = Z/2p = 4$ şi ¾
pasul de ducere $y_1 = 5$
pasul rezultant y = 9



schema electrică echivalentă
cu 2a = 2 căi de curent în paralel



b. Infăşurare ondulată simplă

Fig. 4.3 Schema desfăşurată şi schema electrică echivalentă a unor înfăşurări de c.c.

Periile colectoare sunt fixate în portperii şi sunt imobile faţă de rotor şi colector. Ele calcă pe colector, realizând un contact alunecător şi permit culegerea t.e.m. induse în conductoarele înfăşurării, astfel încât colectorul împreună cu periile colectoare joacă rolul unui convertor mecanic de frecvenţă, între tensiunea redresată la bornele maşinii (la perii) şi tensiunea alternativă din înfăşurare. Periile vin în contact cu lamelele de colector conectate la conductoare care se află în axa neutră a polilor (axa de simetrie dintre doi poli vecini), zonă în care câmpul magnetic schimbă polaritatea trecând prin valoarea zero, deci zonă în care şi curentul prin conductor schimbă în mod natural polaritatea (comută).

Alimentarea înfăşurării de excitaţie a maşinii de c.c., indiferent de regimul de funcţionare (motor sau generator) se face de la o sursă de tensiune continuă, care poate fi exterioară (excitaţie independentă sau separată), sau se asigură prin autoexcitaţie (adică poate fi chiar maşina de c.c. când ea lucrează ca generator, sau aceeaşi sursă care o alimentează ca motor, schemele electrice de conectare a excitaţiei fiind identice în cele două regimuri). Conectarea înfăşurării (înfăşurărilor) de excitaţie la bornele maşinii se poate face în serie, paralel, compound (asociere între serie şi paralel) sau se pot realiza combinaţii de excitaţie independentă şi autoexcitaţie. După modul în care este alimentată, înfăşurarea de excitaţie diferă din punct de vedere constructiv (număr de spire, secţiune de conductor). In figura 4.4 este prezentată convenţia de simbolizare a bornelor pentru maşina de curent continuu.

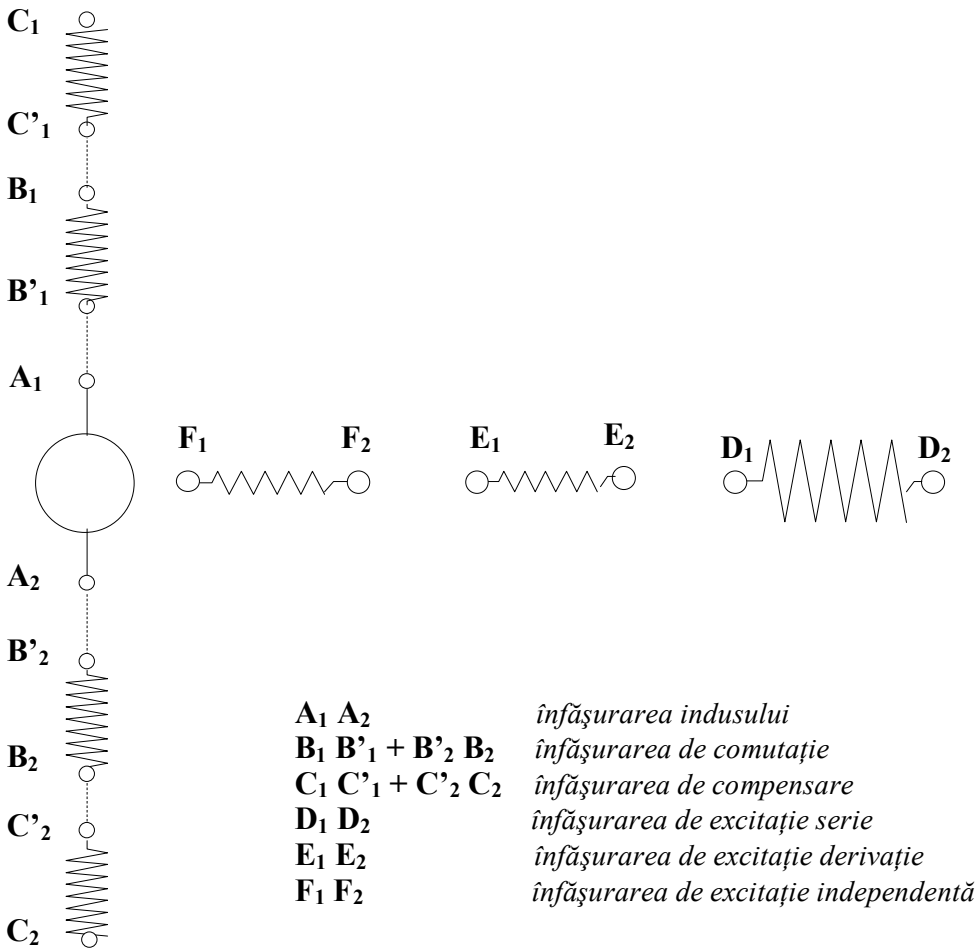
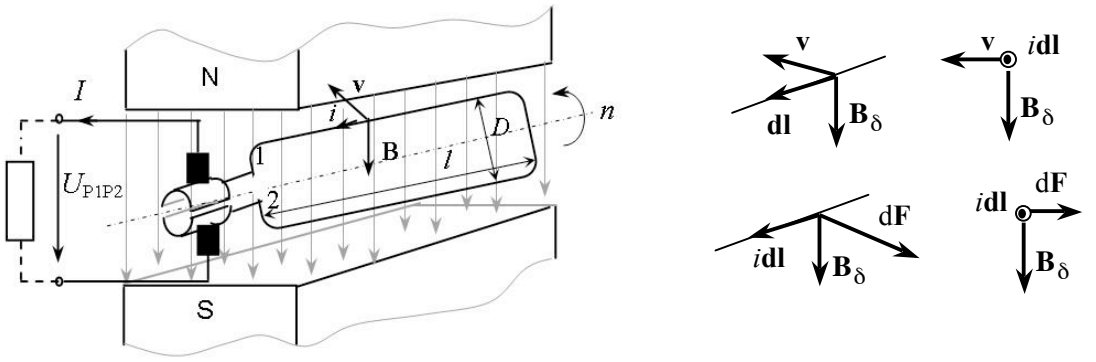


Fig. 4.4 Simbolizarea bornelor la maşina de curent continuu

4.1.2 Tensiunea electromotoare indusă

Se consideră o construcție simplificată, care constituie principiul constructiv al maşinii de curent continuu şi ajută la înțelegerea producerii tensiunii electromotoare induse şi a redresării tensiunii (fig. 4.5).



a. Schiță explicativă pentru principiul de funcționare al generatorului de c.c.

b. Asocierea sensurilor mărimilor vectoriale implicate

Fig. 4.5 Spiră aflată în mişcare în câmp magnetic

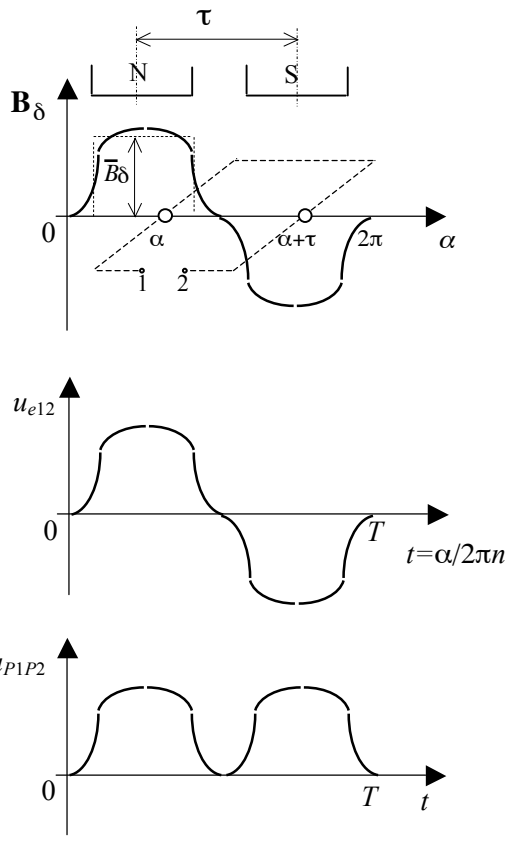
Spira reprezentată are capetele conectate la câte o lamelă de colector din cupru, pe care calcă periile P_1 şi P_2. Spira se poate roti în jurul axei, împreună cu lamelele de colector, în câmpul constant şi uniform, de inducție $\mathbf{B}_\delta$ stabilit între cei doi poli N şi S, fie de nişte magneți permanenți, fie de o înfăşurare parcursă de curent continuu şi plasată pe cei doi poli. Periile P_1 şi P_2 sunt fixe, iar odată cu rotația spirei, lamelele trec succesiv în contact cu periile. In figura 4.6.a este reprezentată forma de variație în spațiu a inducției B_δ după coordonata unghiulară α, ce marchează traseul conductoarelor în miscarea lor circulară în zona de sub poli, cu turatia n, respectiv cu viteza $\mathbf{v}$. Datorită fenomenului de inducție prin mişcare (v. Anexa III), în cele două laturi ale spirei se induc tensiuni electromotoare, care se compun pentru a da valoarea instantanee a tensiunii la capetele spirei,

$$u_{e12}(t) = \int_0^l (\mathbf{v} \times \mathbf{B}_\delta) \cdot \mathbf{dl} + \int_0^l (-\mathbf{v} \times \mathbf{B}_\delta(\alpha + \tau)) \cdot \mathbf{dl} = vlB_\delta(\alpha) - vlB_\delta(\alpha + \tau), \tag{4.1}$$

unde s-a notat cu $\tau = \dfrac{2\pi}{2p}$ pasul polar, adică distanța dintre axele a doi poli succesivi, măsurată aici în radiani, ca si coordonata unghiulară α. Datorită condiției de simetrie $B_\delta(\alpha) = -B_\delta(\alpha + \tau)$, rezultă că

$$u_{e12} = 2vlB_\delta(\alpha) \tag{4.2}$$

este tensiunea înregistrată la capetele 1 - 2 ale spirei şi a cărei formă de undă este reprezentată în figura 4.6.b. Datorită poziției fixe a periilor, peria P_1 va fi mereu în contact cu o lamelă de colector conectată la o latură de spiră care parcurge jumătatea de rotație de sub incidența polului N. Pe parcursul celeilalte jumătăți de rotație a aceleiaşi laturi de spiră, sub incidența polului S, lamela de colector la care ea este conectată se află în contact cu peria P_2. Astfel, peria P_1 se va afla tot timpul la un potențial pozitiv, corespunzător alternanțelor pozitive ale tensiunii u_{e12}, în timp ce peria P_2 se va afla la un potențial negativ, corespunzător alternanțelor negative ale tensiunii u_{e12}. Deci, tensiunea la perii u_{P1P2} are forma redresată din figura 4.6c.



a. repartiția în spațiu a inducției si spira care se roteste cu turatia n, respectiv cu viteza $v = \pi Dn = 2\,p\,\tau\,n$

b. variația în timp a tensiunii la capetele spirei

c. variația în timp a tensiunii la perii

Fig. 4.6 Formele de undă explicative pentru principiul de funcționare al mașinii de c.c.

Construcția reprezentată în figura 4.5 a devenit astfel un generator de tensiune redresată. In cazul real al unei înfăşurări de maşină de curent continuu (fig. 4.3), formată din a perechi de căi de curent în paralel (respectiv $2a$ circuite identice conectate în paralel la aceeaşi pereche de perii), N conductoare active repartizate uniform (fiecare spiră având două conductoare active), se notează cu $N/(2a)$ numărul de conductoare pe calea de curent. Se consideră o zonă de lărgime b_i, aflată sub incidența unui pol, unde se presupune câmpul de excitație constant, de valoare $\overline{B}_\delta$, iar în rest egal cu zero (linia punctată din fig. 4.6a); b_i este aproximativ egal cu lărgimea tălpii polare. Față de pasul polar, această zonă reprezintă o fracțiune φ_i, numită factor de acoperire polară:

$$\varphi_i = \frac{b_i}{\tau}. \tag{4.3}$$

Cu aceste precizări, prin compunerea tensiunilor electromotoare induse (u_{ei}), corespunzătoare la fiecare conductor *(i)* al înfăşurării, aflat pe una dintre cele $N/2a$ căi de curent, se poate stabili expresia t.e.m. induse (E) în înfăşurarea reală a maşinii ca valoare medie pe un pas polar

$$E = \frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} \frac{N}{2a} u_{ei}\,\mathrm{d}\alpha = \frac{N}{2a}\frac{1}{\tau} vl \int_0^{\tau} B_\delta(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha \cong \frac{N}{2a} vl\varphi_i \overline{B}_\delta. \tag{4.4}$$

Dacă se exprimă viteza conductoarelor, respectiv viteza periferică a rotorului, în funcţie de turaţia n, numărul de perechi de poli p şi pasul polar τ adică: $v = 2p\tau n$ şi fluxul magnetic inductor (de excitaţie) pe pol are expresia

$$\Phi = \int_0^{l}\int_0^{\tau} B_\delta(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha\,\mathrm{d}z \cong \varphi_i\,\tau\,l\,\overline{B}_\delta; \tag{4.5}$$

rezultă expresia t.e.m. care se foloseşte larg în teoria maşinii de curent continuu:

$$E = \frac{p}{a} Nn\Phi = k_e n\Phi, \tag{4.6}$$

unde s-a notat cu k_e o constantă care ţine de construcţia maşinii (N, a, p). Se observă dependenţa direct proporţională a t.e.m. de turaţie şi de fluxul magnetic inductor.

4.1.3 Cuplul electromagnetic

Dacă în structura reprezentată în fig. 4.5. se adaugă un receptor la bornele circuitului exterior periilor, atunci prin spiră se va închide un curent de intensitate i, cu sensul stabilit prin convenţia de sensuri de la generatoare (v. Anexa II). Acest curent va avea o formă de variaţie în timp similară cu a t.e.m. în circuitul interior spirei (fig. 4.6b), respectiv în exterior (fig. 4.6c), datorită redresorului mecanic format din colector şi perii. Un conductor de lungime l, parcurs de curentul i şi care se află în câmp magnetic de inducţie $\mathbf{B}_\delta$, va fi supus unei forţe electrodinamice (v. Anexa III), orientată în cazul din fig. 4.5. în sens invers vitezei de rotaţie (pentru regulile de asociere a sensurilor se poate consulta Anexa II),

$$\mathbf{F}(\alpha) = \int \mathbf{dF} = \int_0^{l} i\left(\mathbf{dl} \times \mathbf{B}_\delta(\alpha)\right). \tag{4.7}$$

Forţele electrodinamice care acţionează asupra laturilor spirei crează cupluri. Prin compunerea tuturor cuplurilor medii elementare (m_i) ce acţionează asupra tuturor conductoarelor din cele $2a$ căi de curent, considerând diametrul D al indusului (rotorului) şi curentul rotoric total în circuitul exterior rezultat din compunerea curenţilor prin fiecare conductor: $I = 2a \cdot i$, se poate stabili expresia valorii medii a cuplului electromagnetic

$$M = 2a\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau}\sum_{i=1}^{\frac{N}{2a}} m_i(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha = 2a\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau}\frac{D}{2}\frac{N}{2a}\frac{I}{2a}lB_\delta(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha \cong \frac{1}{\tau}\frac{D}{2}I\frac{N}{2a}l\varphi_i\tau\overline{B}_\delta, \tag{4.8}$$

unde se aplică expresia (4.5) pentru fluxul magnetic inductor şi se exprimă pasul polar $\tau=\pi D/(2p)$. Rezultă

$$M = \frac{pN}{a}\frac{1}{2\pi}I\Phi = k_e\frac{1}{2\pi}I\Phi = k_m I\Phi\,, \tag{4.9}$$

unde, după cum se observă, cuplul electromagnetic depinde de elementele constructive (*N, a, p*) şi variază direct proporţional cu fluxul magnetic de excitaţie Φ şi curentul de sarcină *I*.

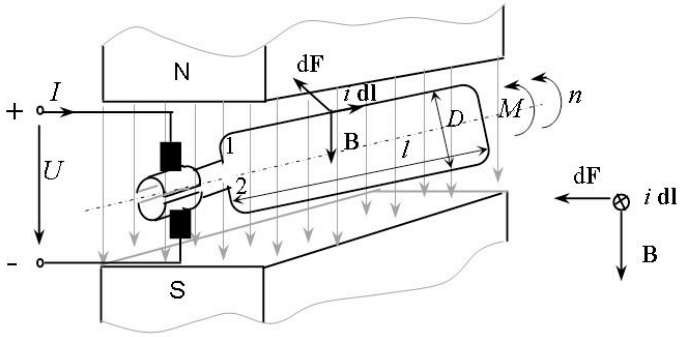
Din ecuaţiile (4.6) şi (4.9) se deduce că $M = \frac{EI}{2\pi n}$, unde $P_e = EI$ este puterea transmisă pe cale electromagnetică în maşină. Expresia: $M = \frac{P_e}{2\pi n}$ a cuplului electromagnetic este valabilă pentru toate maşinile electrice rotative.

4.1.4 Caracterizarea regimurilor de motor şi generator. Domenii de utilizare

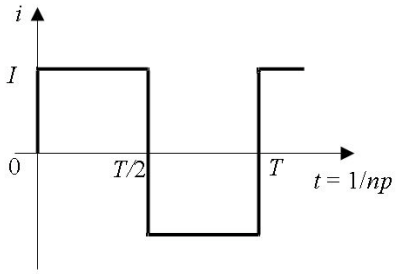
Fenomenele prezentate anterior permit explicarea principiului de funcţionare al **generatorului electric de c.c.** Pe scurt: rotind o spiră, respectiv o înfăşurare tip indus de c.c., cu turaţia *n*, în câmp magnetic uniform şi constant în timp $\mathbf{B_\delta}$, în fiecare conductor apare o t.e.m. indusă, iar prin compunerea tuturor rezultă în înfăşurare tensiunea indusă *E* cu expresia (4.6). Dacă circuitul exterior înfăşurării se închide printr-un consumator (un rezistor), acesta va fi străbătut de un curent *I* , iar cuplul electromagnetic produs în maşină are expresia (4.9) şi orientarea opusă turaţiei, fiind deci un cuplu rezistent pentru motorul de antrenare al arborelui. Generatorul de c.c. converteşte puterea mecanică primită la arbore, în putere electrică furnizată unui circuit de sarcină, pe la borne (fig. 4.5).

In cazul **motorului de c.c.**, condiţiile date sunt următoarele: la periile P_1P_2 se aplică o tensiune continuă, care duce la apariţia unui curent *I* (în figura 4.7a sensul curentului este asociat cu al tensiunii după regula de la receptoare - vezi Anexa II). La nivelul spirei aflate în câmp magnetic uniform şi constant, de inducţie B_δ, ca în figura 4.7a, curentul se închide cu sensul de la peria P_1, prin lamela de colector aflată în contact cu ea, prin spiră, prin cealaltă lamelă şi peria P2. Periile sunt fixe, dar spira şi lamelele de colector se pot roti. Astfel, la fiecare rotaţie completă, curentul *i* variază în timp, având o alternanţă pozitivă şi una negativă (fig. 4.7b). Frecvenţa lui este deci proporţională cu turaţia spirei *n* şi cu numărul de perechi de poli *p* ai maşinii (fenomenele electromagnetice se repetă sub fiecare pereche de poli).

Conductorul străbătut de curent este sub acţiunea forţelor electrodinamice (ec. (4.7)); ca şi în cazul anterior al generatorului, acest efect explică apariţia cuplului electromagnetic. Expresia cuplului pentru maşina reală este similară ecuaţiei (4.9), iar orientarea sa este stabilită de regula produsului vectorial (Anexa II), cum se arată în figura 4.7. Forţele electrodinamice pun conductoarele în mişcare, iar în cazul de faţă singura mişcare permisă este cea de rotaţie a spirei în jurul axei. Cuplul electromagnetic roteşte deci rotorul în sensul său, fiind un cuplu activ (motor). La deplasarea spirei în câmp magnetic, apare t.e.m. indusă prin mişcare, la fel ca şi la generator, având, pentru maşina reală, aceeaşi expresie (4.6).



a. Schiță explicativă pentru principiul de funcționare al motorului de c.c.



b. Forma de undă a intensității curentului prin spiră

Fig. 4.7 Spiră parcursă de curent şi aflată în câmp magnetic

Astfel, motorul de c.c. converteşte puterea electrică absorbită la borne, în putere mecanică furnizată unui mecanism acționat prin cuplajul de la arbore.

In figura 4.8. este schițată o secțiune transversală printr-o maşină cu o singură pereche de poli, utilizată curent în explicarea fenomenelor din maşina de c.c.. In figura 4.9. se reprezintă echivalarea maşinii de c.c. cu două bobine cu miez feromagnetic, parcurse de curent continuu, echivalare făcută din punct de vedere al fenomenelor electromagnetice din maşină, ce vor fi explicate în § 4.3. In cazul **a** periile sunt plasate în axa neutră a polilor inductori, iar în cazul **b** ele sunt decalate din axa neutră.

După cum se observă, înfăşurarea indusului poate fi echivalată (d.p.d.v. al câmpului magnetic creat), cu o bobină parcursă de curent continuu, având capetele legate la perii.

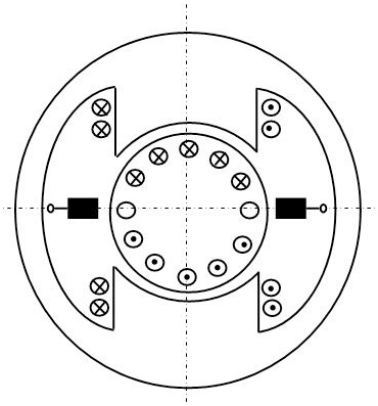
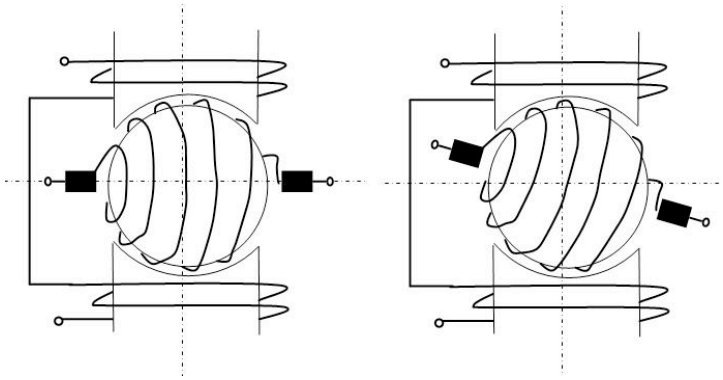


Fig. 4.8 Secțiune transversală printr-o maşină de c.c. bipolară



a. Periile plasate in axa neutră

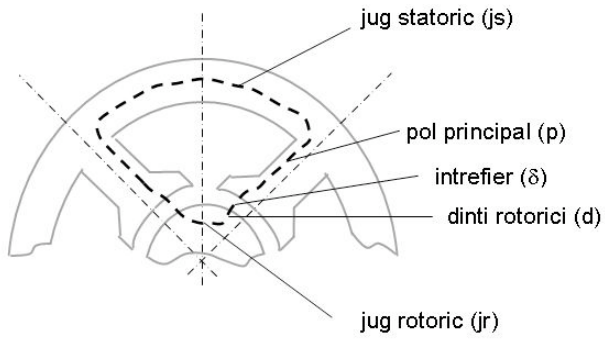
b. Periile decalate din axa neutră

Fig. 4.9 Element electric echivalent al indusului maşinii de c.c.

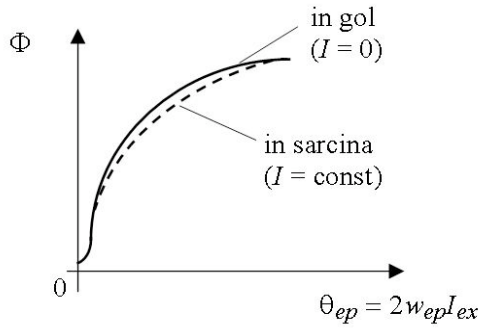
Maşina de curent continuu este utilizată: ca motor în acționări unde este necesar un reglaj larg de turație şi la unele acționări unde motorul trebuie să aibă o caracteristică mecanică de tip moale (vezi § 1.4.), de exemplu în metalurgie, dar mai ales în transporturi (metrou, tramvai, troleibuz, electrocar, etc.), iar ca generator este utilizată la grupurile electrogene, ca excitatoare la generatoarele sincrone, sursă independentă de tensiune pe vehicule (funcționând în tampon cu bateria de acumulatori), etc.

4.2 Caracteristica magnetică a maşinii de c.c.

Caracteristica magnetică la funcţionarea în gol ($I = 0$) a maşinii de curent continuu reprezintă dependenţa dintre fluxul magnetic util şi curentul de excitaţie: $\Phi = \Phi(I_{ex})$. Se consideră o maşină la care fluxul inductor (de excitaţie) este produs de o solenaţie de c.c., aşezată pe polii principali, cu w_{ep} spire pe fiecare pol, parcuse de curentul I_{ex}. Construcţia caracteristicii magnetice se face considerând circuitul magnetic corespunzător unei perechi de poli (fig. 4.10.a). Este necesară determinarea acelei solenaţii utile pe perechea de poli, pentru stabilirea unei anumite valori a inducţiei în întrefier B_δ.



a. Porţiune de circuit magnetic în lungul unei linii de câmp



b. Reprezentarea calitativă a caracteristicii magnetice

Fig. 4.10 Caracteristica magnetică la maşina de c.c.

Procedura urmăreşte determinarea tensiunilor magnetice pe fiecare porţiune distinctă a circuitului magnetic, în lungul unei linii de câmp ce urmează traseul "fibrei medii" a tubului de flux care se închide da la un pol de excitaţie la cel vecin, trecând prin: jugul statoric, corpul polului, talpa polară, întrefier, dintele rotoric, jugul rotoric şi apoi simetric, prin aceleaşi zone aferente polului vecin, pentru a forma un circuit închis (fig. 4.10.a). Pentru fiecare porţiune de circuit magnetic se cunosc dimensiunile geometrice (respectiv lungimile şi secţiunile) şi proprietăţile magnetice (respectiv permeabilitatea magnetică).

Impunându-se o anumită valoare medie a inducţiei în întrefier (uzual $B_\delta = 0{,}7....0{,}9$ T) se poate estima fluxul magnetic la nivelul întrefierului. Se consideră că fluxul ce trece printr-un pol se împarte egal spre cei doi poli vecini; rezultă că tubul de flux care se ia în considerare în acest calcul este jumătate din fluxul unui pol:

$$\frac{1}{2}\Phi = \int_0^{l}\int_0^{\frac{\tau}{2}} \mathrm{B}_\delta(\alpha,z)\,\mathrm{d}\alpha\,\mathrm{d}z \cong \frac{1}{2}\varphi_i \tau l B_\delta ,$$

unde τ este pasul polar, l este lungimea maşinii, iar φ_i este factorul de acoperire polară (mărimi definite în § 4.1.1 şi 4.1.2). Neglijând dispersiile, această valoare a fluxului se conservă în tot circuitul magnetic reprezentat în figura 4.10a. In acest caz, cunoscând suprafeţele prin care se închide fluxul, se poate determina inducţia magnetică medie, la nivelul fiecărei porţiuni de circuit: poli, jug statoric, jug rotoric, dinţi rotorici.

Din caracteristica de magnetizare $B(H)$ pentru materialul respectiv rezultă intensitatea câmpului magnetic în porţiunea respectivă de circuit magnetic (H_p, H_{js}, H_{jr}, H_d). Prin aplicarea teoremei lui Ampère (v. Anexa III) pe fiecare porţiune de circuit, se calculează tensiunea magnetică care corespunde acelei porţiuni. Prin însumarea tensiunilor magnetice în întrefier ($u_{m\delta} = \int_0^{\delta} H_\delta \, \mathrm{d}\, l$), în dinţii rotorici ($u_{md} = \int_0^{h_d} H_d \, \mathrm{d}\, l$), în jugul rotoric ($u_{mjr} = \int_0^{l_{jr}} H_{jr} \, \mathrm{d}\, l$), în poli ($u_{mp} = \int_0^{l_p} H_p \, \mathrm{d}\, l$) şi în jugul statoric ($u_{mjs} = \int_0^{l_{js}} H_{js} \, \mathrm{d}\, l$) se obţine solenaţia de excitaţie corespunzătoare unei perechi de poli:

$$\theta_{ep} = 2w_{ep}I_{ex} = 2u_{m\delta} + 2u_{md} + 2u_{mp} + u_{mjr} + u_{mjs}\,, \tag{4.10}$$

Construcţia caracteristicii se face punct cu punct, pentru diverse valori ale inducţiei B_δ, rezultând curba $\Phi = \Phi(I_{ex})$ sau $\Phi = \Phi(\theta_{ep})$ (fig. 4.10b), valabilă pentru funcţionarea în gol a maşinii, deoarece la funcţionarea în sarcină, peste fluxul de excitaţie se suprapune şi fluxul de reacţie a indusului. Pentru o construcţie riguroasă a caracteristicii magnetice trebuie să se ţină seama şi de fluxurile de dispersie. Un exemplu practic de determinare a caracteristicii magnetice la funcţionarea în gol a maşinii de c.c. este prezentat în lucrarea [M, 1].

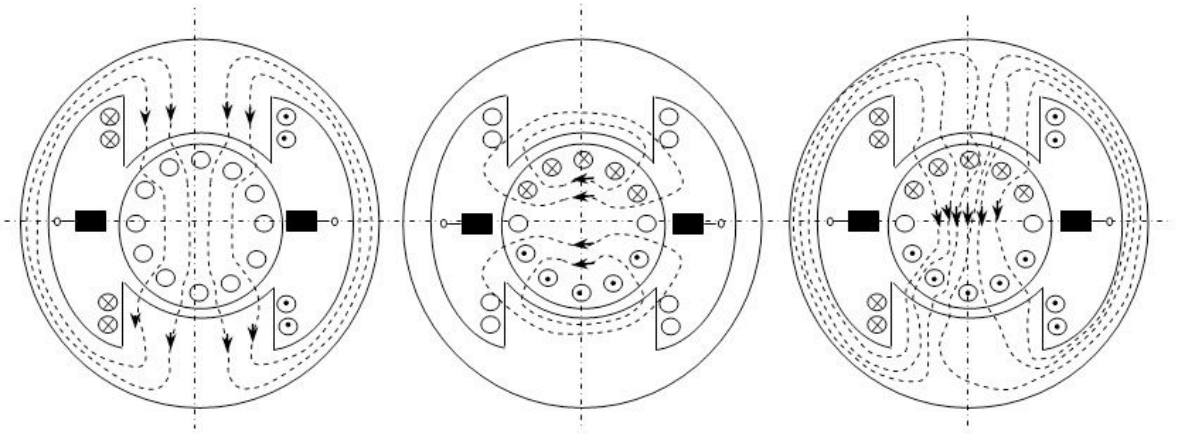
Observaţie. La funcţionarea în sarcină (I = const. ≠ 0), intervine fenomenul de reacţie a indusului (care se tratează în continuare în § 4.3.1) şi care afectează forma caracteristicii magnetice prezentate. Astfel, caracteristica magnetică la funcţionarea în sarcină este definită ca dependenţa $\Phi = \Phi(I_{ex}, I)$; în figura 4.10.b s-a reprezentat cu linie punctată forma calitativă a acestei caracteristici, punându-se în evidenţă scăderea valorii fluxului la acelaşi curent de ezcitaţie. Câmpul de reacţie are ca efect slăbirea câmpului inductor şi la multe construcţii se practică compensarea lui (maşina se echipează cu înfăşurarea de compensaţie) pentru a menţine forma caracteristicii magnetice de la funcţionarea în gol la funcţionarea în sarcină.

4.3 Fenomene electromagnetice specifice funcţionării în sarcină a maşinii de curent continuu

4.3.1 Reacţia indusului

Fenomenul de reacţie a indusului intervine la funcţionarea în sarcină a maşinii, când curentul ce străbate înfăşurarea rotorică este nenul, iar solenaţia respectivă crează aşa numitul câmp magnetic de reacţie, care se compune cu câmpul magnetic inductor (de excitaţie, sau principal), dând naştere câmpului magnetic rezultant.

In figura 4.11 sunt prezentate (în cazul unei maşini bipolare) spectre calitative pentru: *câmpul inductor* (a), câmpul de reacţie, în cazul plasării periilor în axa neutră a polilor inductori, numit *câmp de reacţie transversal* (b) şi *câmpul rezultant* (c).



a. câmpul inductor **b.** câmpul de reacţie **c.** câmpul rezultant

Fig. 4.11 Spectre de câmp magnetic pentru ilustrarea reacţiei transversale

Denumirile sunt asociate axelor de simetrie ale maşinii: axa polilor este denumită şi axă longitudinală, iar axa neutră a polilor este axa transversală. După cum se observă, câmpul rezultant este orientat după o axă oarecare. In figura 4.12 s-au reprezentat grafic distribuţiile câmpurilor din maşină, considerate la nivelul întrefierului, în raport cu coordonata unghiulară α, care se măsoară aici începând din axa neutră a polilor, unde câmpul inductor este nul. Câmpul de reacţie transversal are efect magnetizant pe o parte a zonei de incidenţă a unui pol şi efect demagnetizant pe cealaltă parte. In figurile 4.11 şi 4.12 reprezentarea calitativă a câmpului rezultant s-a făcut ca pentru medii liniare, prin superpoziţie şi idealizând geometria armăturilor. In realitate, câmpul magnetic rezultant este afectat de saturaţie şi de eventuale nesimetrii ale construcţiei maşinii, iar în figura 4.12 s-a sugerat efectul saturaţiei prin linia punctată pe caracteristica câmpului rezultant.

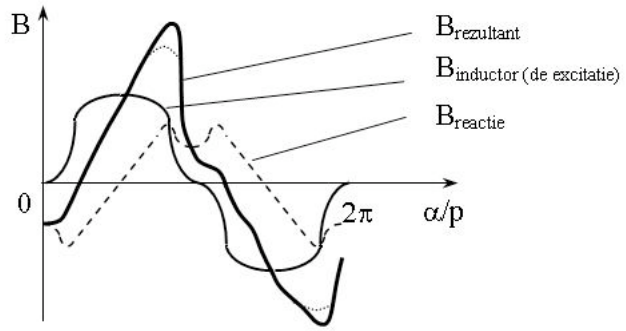
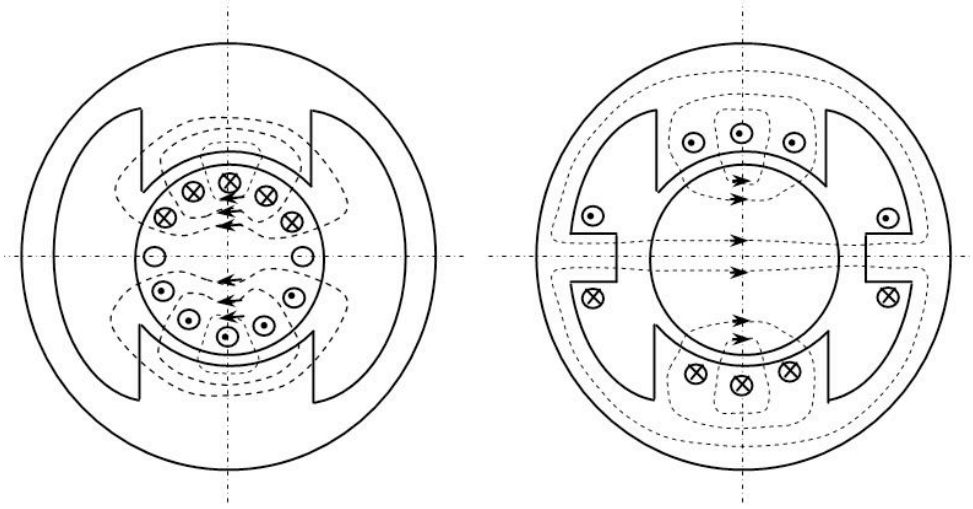


Fig. 4.12 Repartiţia spaţială a câmpurilor magnetice inductor, de reacţie şi rezultant

In cazul poziţiei decalate a periilor faţă de axa neutră, câmpul de reacţie se poate descompune după direcţia longitudinală şi cea transversală. Apare astfel *câmpul de reacţie longitudinal,* care are aceeaşi orientare (câmp magnetizant) sau orientare opusă (câmp demagnetizant) faţă de câmpul inductor, după cum periile sunt deplasate în sensul de rotaţie sau în sens opus şi după cum maşina funcţionează ca motor sau ca generator [B, 1].

Câmpul magnetic de reacţie transversal se poate compensa local, cu câmpuri care prezintă o distributie similară, dar orientate în sens opus. Soluţiile constructive curente adoptă

înfăşurarea de comutaţie, aşezată pe poli plasaţi în axele neutre ale polilor principali, respectiv *înfăşurarea de compensare*, plasată în crestături practicate în tălpile polare. Ambele înfăşurări sunt înseriate cu înfăşurarea indusului, deci parcurse de acelaşi curent şi au sensul de bobinare astfel încât să producă fluxuri opuse fluxului de reacţie transversal. O reprezentare a câmpurilor de compensare produse simultan de înfăşurarea de comutaţie şi de cea de compensare se dă în figura 4.13, comparativ cu reprezentarea câmpului transversal de reacţie.



a. câmp de reacţie transversal

b. câmpuri de compensare (al înfăşurării de comutaţie şi al înfăşurării de compensare)

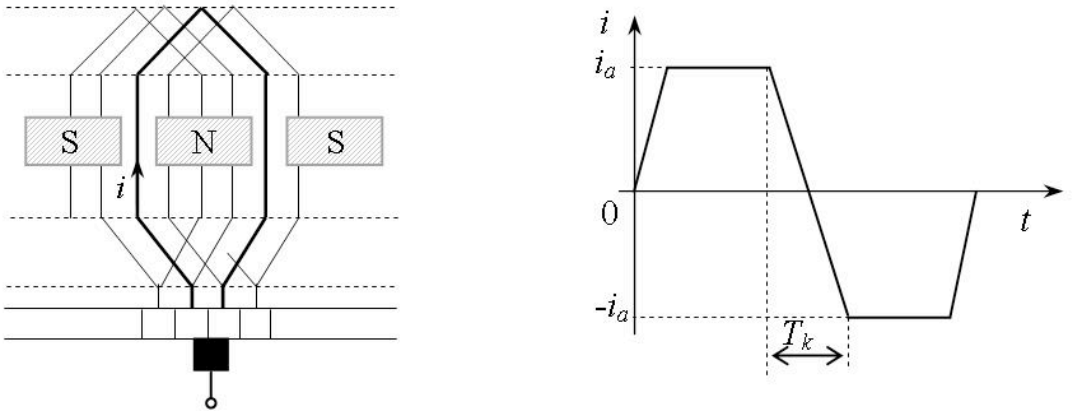
Fig. 4.13 Soluţia de compensare locală a reacţiei transversale.

Fenomenul de reacţie a indusului are influenţă asupra funcţionării în sarcină a maşinii; de exemplu, în cazul motorului derivaţie, câmpul de reacţie slăbeşte câmpul inductor, astfel că la curenţi mari de sarcină, când reacţiunea devine importantă, slăbirea fluxului modifică forma caracteristicii mecanice şi afectează stabilitatea motorului. Această problemă este reluată în § 4.5.3, la studiul caracteristicilor mecanice ale motoarelor de c.c.

Un alt efect negativ se manifestă asupra fenomenelor electromagnetice din zona axei neutre a polilor inductori, zona de comutaţie. Răspunsul polilor de comutaţie la câmpul de reacţie transversal trebuie să fie proporţional cu însuşi câmpul de reacţie şi să se producă cu o constantă de timp cât mai redusă. In acest scop se iau măsuri constructive, anume: conectarea înfăşurării de comutaţie în serie cu înfăşurarea indusului pe de o parte şi realizarea polilor de comutaţie din tole izolate şi lăsînd o lărgime mai mare a intrefierului în dreptul lor decât pentru polii principali, pe de altă parte.

4.3.2 Comutaţia

Ca urmare a rotirii indusului, periile colectoare sunt în situaţia de a scurtcircuita, pentru un interval de timp T_k, secţiile ce trec dintr-o cale de curent în alta (fig. 4.14a). In acest interval de timp curentul secţiei variază de la ($+i_a$) la ($-i_a$), ca în reprezentarea din figura 4.14b, fenomen numit comutaţia curentului. Circuitul secţiei scurtcircuitat de perii este sediul unor tensiuni electromotoare induse, a căror sumă raportată la rezistenţa electrică echivalentă a circuitului (format de secţie, lamele, peria care le scurtcircuitează şi contactul perie - lamele) dă valoarea curentului de scurtcircuit în secţie.



a. Secţie aflată în proces de comutaţie **b.** Forma de undă a curentului prin secţie

Fig. 4.14 Explicativă pentru procesul de comutaţie

Secţia care comută este parcursă în principal de câmpul magnetic transversal (de reacţie) şi de fluxul magnetic propriu. Aceste câmpuri induc tensiuni electromotoare în circuitul secţiei care comută, conform următoarelor fenomene:

- t.e.m. indusă prin mişcare de câmpul de reacţie transversal

$$e_{rt} = 2\, l\, v\, w_s\, B_r\,, \tag{4.11}$$

unde l este lungimea laturii secţiei, v este viteza de deplasare a conductoarelor, w_s este numărul de spire pe secţie, iar B_r este inducţia câmpului de reacţie transversal;

- t.e.m. indusă prin pulsaţie de fluxul magnetic propriu Ψ_s, care variază prin suprafaţa mărginită de secţie în intervalul T_k:

$$e_L = -\frac{\mathrm{d}\,\Psi_s}{\mathrm{d}\,t} = -L_s\,\frac{\mathrm{d}\,i}{\mathrm{d}\,t}, \tag{4.12}$$

unde L_s este inductivitatea proprie a secţiei.

In cazul decalării periilor din axa neutră, comutaţia se produce într-o zonă unde intervine şi influenţa câmpului inductor, printr-o t.e.m. indusă prin mişcare:

$$e_E = 2\, l\, v\, w_s\, B_i\,. \tag{4.13}$$

Secţia care comută se găseşte de asemenea sub influenţa câmpului produs de înfăşurarea de compensare. In cazul prezenţei polilor de comutaţie, câmpul magnetic de inducţie B_k produs de solenaţia înfăşurării de comutaţie duce la apariţia unei t.e.m. induse prin deplasare,

$$e_k = 2\, l\, v\, w_s\, B_k\,. \tag{4.14}$$

Prezenţa tensiunilor electromotoare induse în secţia aflată în proces de comutaţie afectează acest fenomen. Dacă tensiunile electromotoare e_{rt} şi e_L sunt datorate fenomenelor electromagnetice din maşină şi sunt dăunătoare procesului de comutaţie, t.e.m. e_k este produsă

în mod special pentru a compensa efectul lor şi a îmbunătăţi comutaţia, iar dimensionarea polilor şi înfăşurării de comutaţie se face special pentru acest scop, impunându-se condiţia:

$$\sum e = e_{rt} + e_L + e_k = 0. \tag{4.15}$$

In cazul decalării periilor, prezenţa polilor de comutaţie este inutilă. Decalarea poate să fie utilă (practicată în sensul de rotaţie la generator şi în sens opus turaţiei la motor), la maşinile de puteri mici, realizându-se un efect de reacţie longitudinală demagnetizantă, dar în acelaşi timp se mută procesul de comutaţie din axa neutră a polilor unde câmpul de excitaţie este nul, într-o zonă unde câmpul de excitaţie poate juca rolul pe care, la maşinile mari, îl are câmpul produs de solenaţia de comutaţie.

Procesul de comutaţie condiţionează buna funcţionare a maşinii. O comutaţie defectuoasă are ca urmare uzarea periilor şi a colectorului, prin efectul scânteilor puternice care o însoţesc. In afară de utilizarea polilor auxiliari există şi alte măsuri constructive care au efecte favorabile asupra comutaţiei, referitoare la alegerea unor anumite tipuri de perii, sau la modul de realizare a înfăşurărilor rotorice.

4.4 Regimul staţionar de generator

Generatorul de curent continuu primeşte energie mecanică de la maşina de antrenare şi are înfăşurarea de excitaţie parcursă de curent, deci are asigurat fluxul de excitaţie în circuitul său magnetic. Este produsă energie electrică la bornele înfăşurării indusului şi ea poate fi furnizată unui circuit de sarcină.

Asocierea polarităţilor tensiunii şi curentului la borne se face după regula de la generatoare (v. Anexa II şi fig. 4.15).

4.4.1 Ecuaţiile de funcţionare şi schema electrică

Se consideră cazul generatorului cu excitaţie independentă (separată) (fig. 4.15), iar ecuaţiile sale de funcţionare reprezintă, după cum urmează:

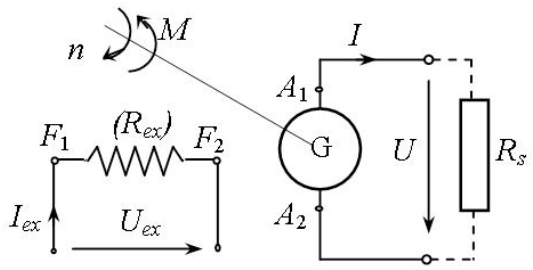


Fig. 4.15 Schema electrică a generatorului cu excitaţie separată

$$U = E - RI - \Delta U_p \tag{4.16}$$

$$E = k_e n \Phi \tag{4.17}$$

$$\Phi = \Phi(I_{ex}, I) \tag{4.18}$$

$$M = \frac{k_e}{2\pi} \Phi I = k_m \Phi I \tag{4.19}$$

- ecuaţia de tensiuni (4.16) - rezultată prin aplicarea teoremei a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul indusului, unde R este rezistenţa echivalentă la bornele generatorului (incluzând rezistenţa înfăşurării indusului şi rezistenţele înfăşurărilor de compensare şi comutaţie, conectate în serie cu circuitul indusului, dacă maşina are astfel de înfăşurări), iar ΔU_p este căderea de tensiune la perii, reprezentând tensiunea pe perechea de perii aflată în circuitul indusului; valoarea sa depinde de proprietăţile materialului din care sunt realizate periile şi

este aproximativ constantă la funcționarea în sarcină, începând de la cca. 20% din curentul nominal, respectiv este neglijabilă sub această valoare;

- expresia tensiunii electromotoare induse în înfăşurarea rotorică (a indusului) (4.17), preluată din § 4.1.2, ec.(4.6);

- caracteristica magnetică (4.18) stabilită după modelul din § 4.2, în general neliniară, dar aproximată cu o dependență liniară în multe aplicații; la maşinile echipate cu înfăşurare de compensare, influența curentului de sarcină I este compensată şi caracteristica magnetică păstrează forma de la funcționarea în gol, $\Phi = \Phi(I_{ex})$.

- expresia cuplului electromagnetic (4.19) preluată din § 4.1.3, ec. (4.9).

Ecuațiile (4.16) – (4.19) sunt asociate figurii 4.15 şi caracterizează funcționarea generatorului cu excitație independentă în regim staționar; pentru generatoarele cu autoexcitație se pot formula ecuații de funcționare de acelaşi tip.

4.4.2 Bilanțul de puteri şi randamentul generatorului de curent continuu

Categoriile de pierderi care apar la funcționarea în sarcină a generatorului de curent continuu (vezi detalii în Anexa IV) sunt următoarele:

- pierderi de tip Joule în circuitul electric al rotorului (P_J) şi în circuitul înfăşurării de excitație (P_{ex}), cu expresiile: $P_J = R \cdot I^2$, respectiv $P_{ex} = R_{ex} \cdot I_{ex}^2$; dacă maşina este echipată cu înfăşurări de comutație şi de compensare, se calculează şi pentru acestea pierderi de tip Joule;

- pierderi în miezul feromagnetic rotoric, datorate efectelor fluxului magnetic variabil în timp prin materiale feromagnetice: pierderi prin curenți turbionari şi prin histerezis (P_{Fe});

- pierderi mecanice de frecare şi ventilație (P_{fv});

- pierderi de tip Joule datorate rezistenței electrice de contact a periilor pe colector (P_p), cu expresia $P_p = \Delta U_p I$;

- pierderi suplimentare în fier, localizate în dinții rotorului şi în tălpile polare, sau în conductoarele înfăşurării rotorice, datorate repartiției neuniforme a curentului alternativ în secțiunea conductorului (P_s); în comparație cu celelalte categorii de pierderi, pierderile suplimentare au o pondere foarte redusă şi pot fi neglijate.

Puterea absorbită de generator este de tip mecanic şi provine de la motorul de antrenare.

In figura 4.16. se dă o imagine sugestivă a circulației puterii active prin generatorul de curent continuu, sub forma unei scheme arbore.

Randamentul generatorului se exprimă conform relației (4.20), unde s-a ținut seama de faptul că se preferă utilizarea mărimilor măsurate electric, exprimare considerată mai precisă:

$$\eta_G = \frac{P_2}{P_2 + \sum P} = \frac{UI}{UI + \left(P_{ex} + P_J + P_{Fe} + P_p + P_{fv}\right)}. \qquad (4.20)$$

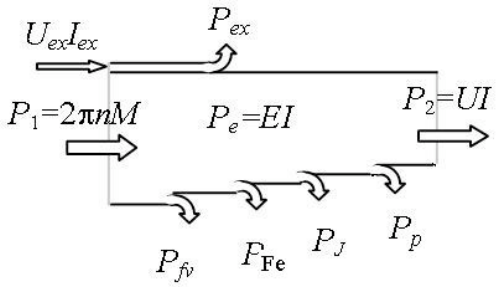


Fig. 4.16.
Bilanţul de puteri la generatorul de c.c

Observaţie. Trebuie reţinut că puterea nominală a unui generator de c.c. este egală cu produsul dintre tensiunea şi intensitatea curentului, valori nominale, în circuitul de sarcină şi reprezintă puterea utilă a generatorului (cedată sarcinii), în regimul nominal de funcţionare.

4.4.3 Caracteristici de funcţionare. Aplicaţii tipice.

Se va face în continuare o prezentare a principalelor tipuri de caracteristici de funcţionare pentru generatorul cu excitaţie independentă, urmând ca pentru generatoarele cu autoexcitaţie să fie puse în evidenţă doar elementele specifice acestora.

Pentru determinarea experimentală a caracteristicilor de funcţionare ale **generatorului cu excitaţie independentă** este necesară realizarea schemei de montaj din figura 4.17, asigurându-se permanent antrenarea rotorului generatorului la turaţie constantă.

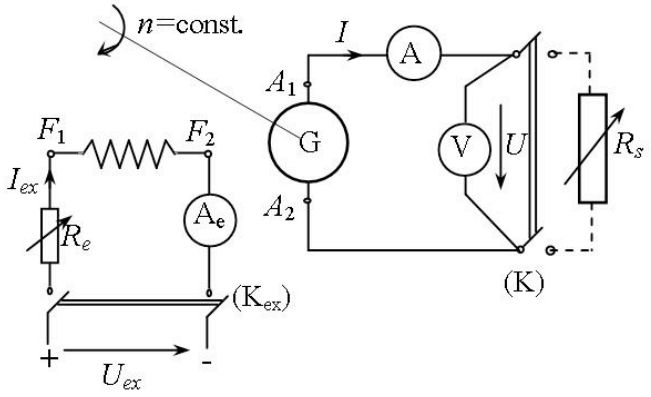


Fig. 4.17
Schema electrică de determinare a caracteristicilor generatorului de c.c.

Caracteristica de funcţionare în gol este definită ca dependenţa dintre tensiunea la bornele înfăşurării rotorice şi intensitatea curentului de excitaţie, când circuitul de sarcină este deschis, adică $U_0 = U_0(I_{ex})$, în condiţiile n = const., $I = 0$. Această dependenţă reprezintă, la altă scară, caracteristica magnetică la funcţionarea în gol ($I = 0$), deoarece în acest regim ec. (4.16) devine $U_0 = E = k_e n\Phi$, iar în condiţia n = const. şi ţinând cont de ec. (4.18), rezultă: $U_0 = (k_e \cdot n)\cdot\Phi(I_{ex}) = \text{const} \cdot \Phi(I_{ex})$.

Caracteristica de mers în gol, reprezentată în figura 4.18. este caracterizată prin prezenţa celor două ramuri: ascendentă şi descendentă, datorate histerezisului materialelor magnetice din compunerea circuitului magnetic şi obţinute la variaţie monotonă a curentului de excitaţie, având ca puncte caracteristice cele două valori ale tensiunii remanente. Dacă încercarea se efectuează asupra unui generator care nu a mai funcţionat, sau are miezul demagnetizat, curba ascendentă va începe din origine, cu alte cuvinte $U_{r1} = 0$.

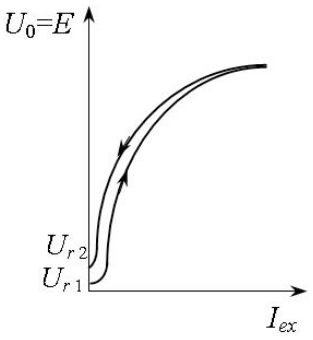


Fig. 4.18
Caracteristica de funcționare în gol a generatorului de c.c.

Determinarea experimentală propriu-zisă se realizează lăsând circuitul indusului în gol (K deschis pe schema din fig. 4.17), şi antrenând arborele generatorului la n = const.; U_{r1} se măsoară la început, cu K_{ex} deschis, după care se închide K_{ex} şi se creşte monoton curentul de excitație, prin varierea reostatului R_{ex}, determinând ramura ascendentă, până la o tensiune la borne cu cca. 20% mai mare decât cea nominală ($U_0 \approx 1{,}2U_n$). In sens invers se procedează pentru ramura descendentă, măsurând în final U_{r2} cu K_{ex} deschis.

Caracteristica externă este definită ca dependența: $U = U(I)$, în condițiile: n = const., I_{ex} = const. şi este reprezentată grafic în figura 4.19. Determinarea experimentală se face stabilind un curent de excitație care este apoi menținut constant; se măsoară tensiunea la borne la mersul în gol U_0 şi după închiderea întrerupătorului K pe circuitul de sarcină, se variază reostatul de sarcină R_S pentru încărcarea în sarcină a generatorului (creşterea curentului I). Pentru o maşină prevăzută cu înfăşurare de compensare a reacției indusului (Φ = const. la variația curentului de sarcină), caracteristica este definită de ec.(4.16) unde E = const., deci reprezintă o dreaptă. Dacă maşina nu are înfăşurare de compensare, fluxul rezultant scade față de valoarea de la gol, pe măsură ce creşte curentul de sarcină, astfel că scade şi E față de valoarea sa de la mersul în gol. Caracteristica este în acest caz mai căzătoare şi neliniară, după cum este reprezentată calitativ în figura 4.19.

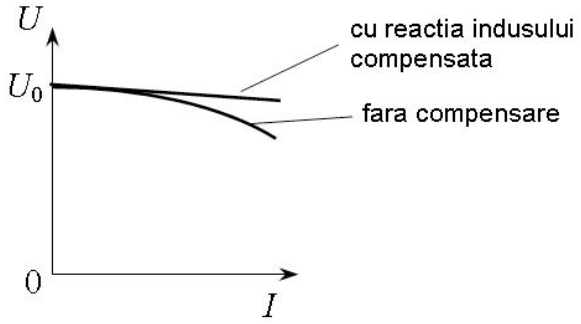


Fig. 4.19
Caracteristica externă a generatorului cu excitație independentă

Diferența dintre valoarea tensiunii la borne la mersul în gol şi valoarea la un curent oarecare de sarcină se numeşte cădere de tensiune şi se exprimă în volți, sau procente din tensiunea de mers în gol şi are ca domeniu de valori uzuale Δu = (5....10)%; de exemplu, pentru generatorul compensat

$$\Delta U = U_0 - U = RI \text{ , iar } \Delta u = \frac{U_0 - U}{U_0} 100 [\%]. \tag{4.21}$$

Caracteristica externă permite şi calculul curentului de scurtcircuit. Valoarea acestui curent de avarie rezultă pe caracteristica din fig. 4.19 la intersecţia dintre caracteristică şi axa absciselor, adică la $U = 0$, sau din ec. (4.16), punând aceeaşi condiţie. Astfel,

$$I_{sc} = \frac{E - \Delta U_p}{R} \approx \frac{U_0}{R}. \tag{4.22}$$

Caracteristica de reglaj reprezintă dependenţa: $I_{ex} = I_{ex}(I)$, în condiţiile: $U = U_n$ = const., n = const. şi este reprezentată în figura 4.20. Determinarea ei experimentală se realizează pe schema din figura 4.17, cu K şi K_{ex} închise, variind atât R_s, cât şi R_{ex}, astfel încât, la diverşi curenţi în circuitul de sarcină, tensiunea la borne să fie menţinută constantă.

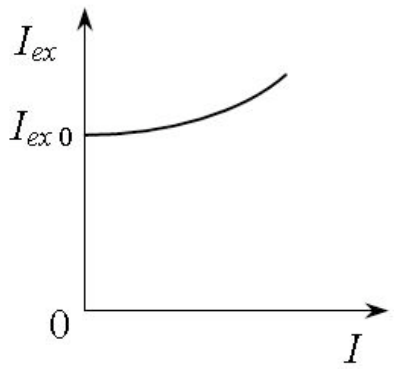


Fig. 4.20
Caracteristica de reglaj a generatorului cu excitaţie independentă

In cazul **generatoarelor cu autoexcitaţie derivaţie** este importantă, în primul rând, cunoaşterea ***fenomenului de autoexcitaţie*** şi a condiţiilor necesare pentru producerea sa. In figura 4.21 este reprezentată schema electrică de funcţionare a generatorului în gol (întrerupătorul K deschis), cu înfăşurarea de excitaţie conectată în derivaţie cu bornele înfăşurării indusului, iar în figura 4.22, caracteristica de funcţionare în gol a generatorului cu excitaţia alimentată separat. Se remarcă neglijarea histerezisului şi faptul că s-a ridicat caracteristica pentru ambele polarităţi ale curentului de excitaţie.

Funcţionarea normală corespunde caracteristicii din cadranul I, unde s-a reprezentat şi dreapta de sarcină a circuitului de excitaţie. Punctul de funcţionare stabil se află la intersecţia dintre cele două caracteristici. Se observă că pentru obţinerea unui astfel de punct stabil de funcţionare, adică pentru realizarea **autoexcitaţiei**, este nevoie să fie îndeplinite condiţiile:

1. să existe o magnetizare remanentă a miezului, ceea ce echivalează cu $U_r \neq 0$, necesar iniţierii procesului de autoexcitaţie;

2. fluxul de excitaţie să magnetizeze miezul în sensul magnetizaţiei remanente, ceea ce face ca, la creşterea curentului de excitaţie, punctul de funcţionare să înainteze pe caracteristica din cadranul I şi nu pe cea din cadranul II, adică U să crească faţă de valoarea U_r;

3. rezistenţa echivalentă a circuitului de excitaţie (este vorba de rezistenţa înfăşurării de excitaţie înseriată cu rezistenţa reostatului de reglaj) să fie mai mică decât o anumită valoare critică, astfel încât punctul de funcţionare să fie stabil (intersecţia dintre dreapta

circuitului de excitație şi caracteristica de mers în gol să se facă doar într-un punct). Valoarea rezistenței critice este aproximativ egală cu panta caracteristicii de mers în gol.

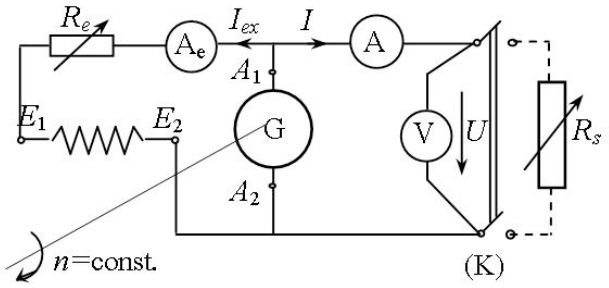


Fig. 4.21
Schema electrică a generatorului cu autoexcitație derivație

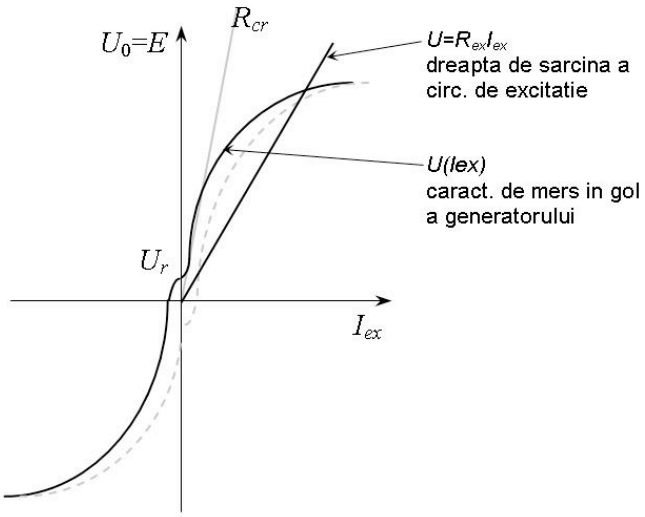


Fig. 4.22
Producerea fenomenului de autoexcitație

Caracteristica externă a generatorului cu autoexcitație derivație se defineşte ca dependența: $U = U(I)$, în condițiile R_{ex} = const şi n = const., ridicarea ei experimentală fiind posibilă (pe schema din figura 4.21) prin varierea rezistenței R_S, cu întrerupătorul K închis pe sarcină. In figura 4.23 se dă o reprezentare calitativă a unei astfel de caracteristici. După cum se observă pe schema electrică (fig. 4.21), curentul din indusul generatorului se divide între circuitul de sarcină şi circuitul de excitație. Cei doi curenți I şi I_{ex} nu mai sunt independenți şi nu se pot regla separat; de aceea, caracteristica externă nu mai poate fi definită la I_{ex} = const., ca la generatorul cu excitație independentă, ci la R_{ex} = const. Pe de altă parte, panta caracteristicii externe este mult mai căzătoare decât în cazul generatorului cu excitație separată, deoarece scăderea tensiunii la borne conduce la diminuarea curentului şi deci a fluxului de excitație, ceea ce are ca urmare o scădere a t.e.m. induse şi cu atât mai mult a tensiunii la borne. Regimul de scurtcircuit la generatorul derivație nu este un regim de avarie, deoarece, prin scurtcircuitarea bornelor, tensiunea aplicată circuitului de excitație se reduce la zero şi fluxul de excitație din maşină este datorat exclusiv magnetizației remanente; astfel, t.e.m. indusă este mult inferioară celei din regim normal.

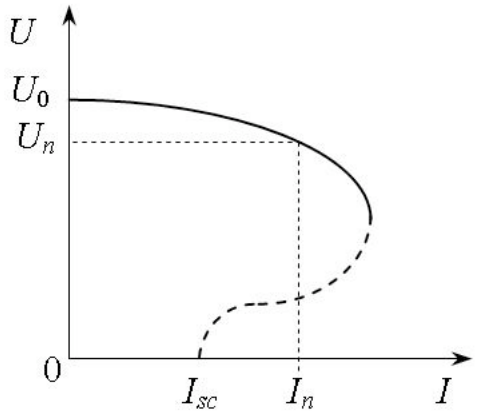


Fig. 4.23
Caracteristica externă a generatorului derivaţie

Desigur că şi în acest caz, ca şi la generatorul cu excitaţie independentă, fenomenul de reacţie a indusului la maşinile fără înfăşurare de compensare conduce la scăderi şi mai mari ale tensiunii la borne *U*, pe măsură ce creşte curentul de sarcină *I*.

Studiul **generatorului cu autoexcitaţie serie** se face pe o schemă electrică ca cea din figura 4.24. Necesitatea existenţei unui curent prin înfăşurarea de excitaţie face ca generatorul cu excitaţie serie să nu poată funcţiona în gol. Caracteristica sa de mers în gol se ridică cu excitaţia alimentată separat. Autoexcitaţia generatorului serie se poate realiza numai la funcţionarea în sarcină, cu o rezistenţă de sarcină mai mică decât rezistenţa critică.

Caracteristica externă a generatorului cu autoexcitaţie serie se defineşte ca dependenţa: $U = U(I)$, unde $I = I_{ex}$, în condiţia n = const. Forma sa este prezentată calitativ în figura 4.25. După cum se observă, la curenţi de sarcină mici (respectiv flux de excitaţie scăzut), caracteristica este crescătoare, creştere limitată de saturaţia circuitului magnetic şi abia la curenţi de sarcină mari, când fluxul de excitaţie rămâne practic constant datorită saturaţiei, generatorul are o caracteristică obişnuită, descrescătoare.

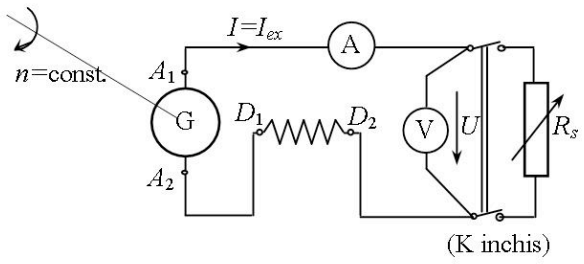


Fig. 4.24 Schema electrică a generatorului de c.c. cu excitaţie serie

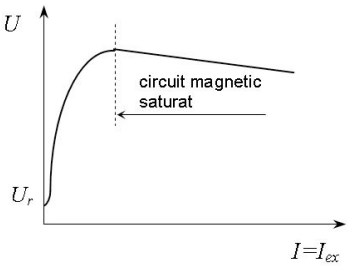


Fig. 4.25 Caracteristica externă a generatorului de c.c. cu excitaţie serie

Forma atipică a caracteristicii externe a generatorului cu excitaţie serie face ca acest generator să fie utilizat în anumite aplicaţii speciale, ca de exemplu la alimentarea unor rezistenţe de valoare constantă, sau apare ca regim de funcţionare în cazul frânării dinamice a motoarelor de c.c. serie (§ 4.5.7).

Generatorul de c.c. cu excitaţie compound are înfăşurarea de excitaţie principală conectată în derivaţie şi o înfăşurare de excitaţie secundară, conectată în serie cu bornele înfăşurării indusului, într-una dintre variantele prezentate în figura 4.26.

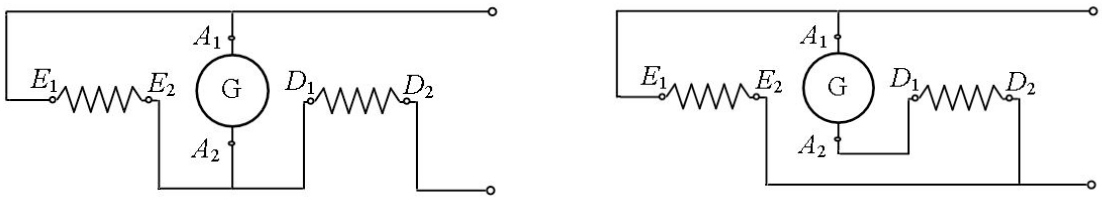
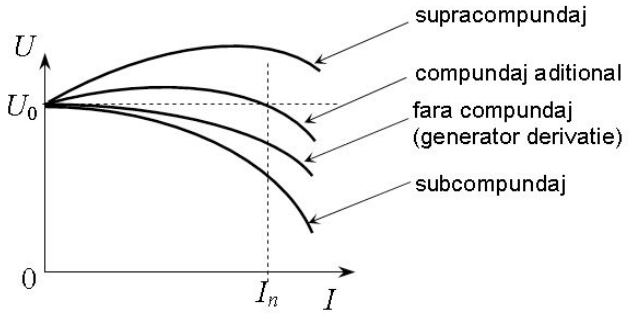


Fig. 4.26 Variante de conectare a înfăşurărilor generatorului compound.

Infăşurarea derivaţie fiind înfăşurarea de excitaţie principală, ea este cea care imprimă forma caracteristicii externe, în timp ce înfăşurarea serie produce un flux suplimentar, care aduce o uşoară ajustare acestei caracteristici (fig. 4.27).

Fig. 4.27
Caracteristici externe ale generatorului compound



Uzual, înfăşurarea serie contribuie la creşterea fluxului de excitaţie pe măsură ce maşina se încarcă în sarcină, în scopul compensării căderilor de tensiune şi a influenţei fluxului de reacţie; astfel, înfăşurarea serie este practic o înfăşurare de "compensare"; solenaţiile celor două înfăşurări de excitaţie produc fluxuri care se însumează, iar acest tip de compoundaj se numeşte *adiţional*. Dacă solenaţia înfăşurării serie produce un flux magnetic orientat în sens opus celui de excitaţie, atunci compoundajul se numeşte *diferenţial*. In figura 4.27 s-au prezentat comparativ caracteristici externe ale generatorului cu excitaţie compound, în mai multe cazuri tipice:

- maşina fără excitaţie adiţională - *generatorul derivaţie (fără compoundaj)*;
- maşina cu excitaţia adiţională care menţine tensiunea la borne în sarcină nominală, la aceeaşi valoare cu cea de la mers în gol - *generatorul echicompoundat*;
- maşina cu excitaţia adiţională care are caracteristica externă crescătoare - g*eneratorul supracompoundat*;
- maşina cu excitaţia diferenţială care accentuează caracterul căzător al caracteristicii externe - *generatorul subcompoundat.*

Observaţie. La generatorul compound trebuie să se ţină seama de îndeplinirea condiţiilor de autoexcitaţie; problema este identică cu cea a generatorului derivaţie, deoarece la funcţionarea în gol efectul înfăşurării de excitaţie serie nu intervine.

Forma caracteristicii externe explică, de cele mai multe ori, de ce un anumit tip de generator este preferat în anumite **aplicaţii**. Iată în continuare câteva exemple.

Generatoarele compound sunt utilizate în aplicaţii specifice, precum: generatoare subcompoundate pentru sudură (regimul nominal este practic cel de scurtcircuit), generatoare

supracompoundate pentru alimentarea unor sarcini la tensiune cu plajă largă de variaţie (ex: motoarele de c.c. care acţionează laminoare); sunt de asemenea utilizate generatoarele echicompoundate în aplicaţii la calea ferată.

Generatoarele de sudură alimentează arcul electric dintre electrozii de sudare, principala condiţie de utilizare fiind *asigurarea continuităţii arcului*. Grupurile electrogene sunt construite dintr-un motor de antrenare (de curent continuu, asincron, sau un motor cu ardere internă) şi generatorul de curent continuu care trebuie să aibă o caracteristică externă foarte căzătoare, conform condiţiilor procesului de sudare (curent de sarcină mare, tensiune foarte redusă, practic regim de scurtcircuit). Variantele constructive care se utilizează sunt: generator cu excitaţie independentă, sau cu excitaţie derivaţie subcompoundat, adică cu o înfăşurare suplimentară serie, conectată diferenţial (fig. 4.27, curba d). Reglajul tensiunii de ieşire se face reglând solenaţia înfăşurării serie, care este prevăzută cu prize. Astfel de grupuri convertizoare se fabrică la IME Bucureşti, cu motoare asincrone de antrenare şi având tensiunea nominală a generatorului de 34 V sau 44 V, iar curentul de sarcină maxim de 370 A, respectiv 625 A.

Tahogeneratoarele de curent continuu sunt utilizate ca traductoare de turaţie, atât în măsurarea directă a turaţiei, cât şi în sistemele de reglare automată. Principiul de măsurare al tahogeneratorului se bazează pe ecuaţia de tensiuni a generatorului de curent continuu (4.16), la funcţionarea în gol, $I = 0$:

$$U_0 \approx E = k_e n \Phi \, .$$

La flux de excitaţie constant, asigurat de obicei de magneţi permanenţi realizaţi din materiale cu stabilitate mare în timp a proprietăţilor magnetice şi cu ciclu de histerezis cât mai îngust (alnico, magnico, etc.), tensiunea produsă de generator este proporţională cu turaţia.

Tahogeneratoarele se cuplează rigid cu arborele mecanismului a cărui turaţie se măsoară. Există multe variante de servomotoare utilizate în acţionările automate, care se fabrică şi se livrează cu tahogeneratorul încorporat în aceeaşi carcasă cu motorul.

Amplificatoarele electrice rotative sunt realizate dintr-un lanţ de generatoare de curent continuu cu excitaţie independentă, conectate ca în figura 4.28. Fiecare generator cu excitaţie independentă realizează o amplificare a semnalului electric aplicat excitaţiei, în semnalul rezultat la bornele indusului, iar o cascadă de generatoare cu excitaţie independentă realizează amplificarea în trepte a unui semnal aplicat iniţial primului circuit de excitaţie:

$$U_i = K_i \, K_{i-1} \ldots K_2 \, K_1 \, U_1 \, . \tag{4.23}$$

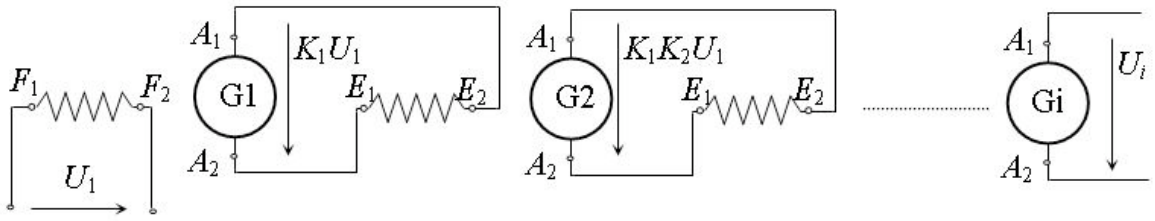


Fig. 4.28 Cascadă de amplificatoare electrice rotative.

Pe baza acestui model există mai multe variante constructive. Avantajele utilizării amplificatoarelor electrice rotative comparativ cu cele electronice constau în robustețe mecanică, fiabilitate sporită, putere mare, întreținere simplă, etc.

Surse independente de energie electrică sub forma generatoarelor de curent continuu cu arborele antrenat de un motor cu ardere internă (sau uneori chiar electric) se întâlnesc de exemplu instalate pe vehicule şi alimentează consumatorii locali (încălzire, iluminat, diverse servicii), funcționând în tampon cu o baterie de acumulatori pe care o încarcă în timpul mersului normal al motorului de antrenare. Iată câteva exemple:
- pe locomotive se folosesc generatoare derivație şi compound (echicompoundate) cu tensiunea de ieşire joasă, de cel mult 110 V;
- pe aeronave se utilizează generatoare special construite, cu greutate şi gabarit cât mai reduse, pentru a funcționa la turație ridicată (10000...20000) rot/min, având excitație derivație sau mixtă, capabile să asigure o funcționare cât mai sigură, în orice poziție, la mare altitudine, în condițiile unor regimuri tranzitorii rapide;
- pe autovehicule era inițial utilizat aşa numitul dinam, un generator de c.c. derivație; dinamul este în prezent aproape complet înlocuit pe autovehicule de un generator sincron, numit şi alternator (studiat în § 3.4.1), dar este folosit pentru alimentarea farului de la bicicletă şi la alimentarea unor lămpi portabile.

Tot ca sursă independentă de tensiune continuă este utilizat generatorul de curent continuu derivație, ca excitatoare pentru generatoarele sincrone din centralele electrice. El este plasat pe acelaşi ax cu generatorul sincron şi rotit împreună cu acesta, de către turbina de antrenare.

5. Maşini de curent alternativ speciale, utilizate în instalaţii specifice acţionărilor electrice în transporturi

5.1 Generatorul sincron de medie frecvenţă (cu poli în ghiare)

Construcţia statorului acestui tip de maşină este similară unei maşini sincrone clasice, trifazate. Înfăşurările fazelor se conectează în stea. Rotorul însă, are p = 6....8 perechi de poli de forma unor ghiare, fixate pe un butuc comun ce îmbracă arborele maşinii şi pe care este bobinată înfăşurarea de excitaţie (fig. 5.1). Liniile câmpului magnetic se închid de la o ghiară (pol) la cea alăturată, prin întrefier şi circuitul feromagnetic al statorului. T.e.m. indusă în înfăşurarea statorică este proporţională cu turaţia şi are o frecvenţă dependentă de turaţie, $f = pn$, cu valori uzuale în domeniul (400....1200) Hz.

Acest tip de generator se utilizează ca alternator pe autovehicule, fiind antrenat de motorul cu ardere internă; tensiunea produsă de alternator, sub forma unui sistem trifazat, simetric, echilibrat este redresată cu ajutorul unei punţi de diode (ca în schema electrică din fig. 5.2) şi aplicată bateriei pentru a o încărca în timpul mersului. În paralel cu bateria sunt conectaţi consumatorii electrici de pe autovehicul, care sunt alimentaţi în timpul mersului de la alternator.

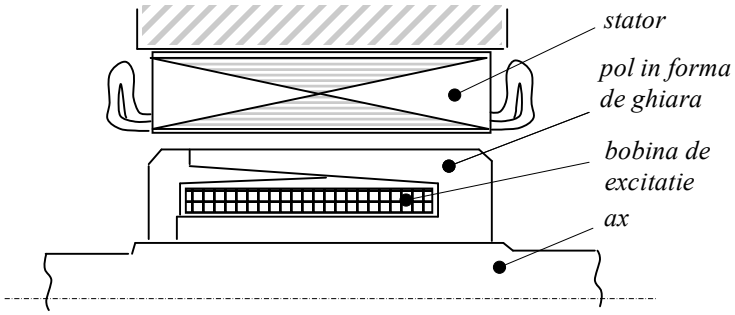


Fig. 5.1
Secţiune longitudinală prin generatorul sincron cu poli în ghiare

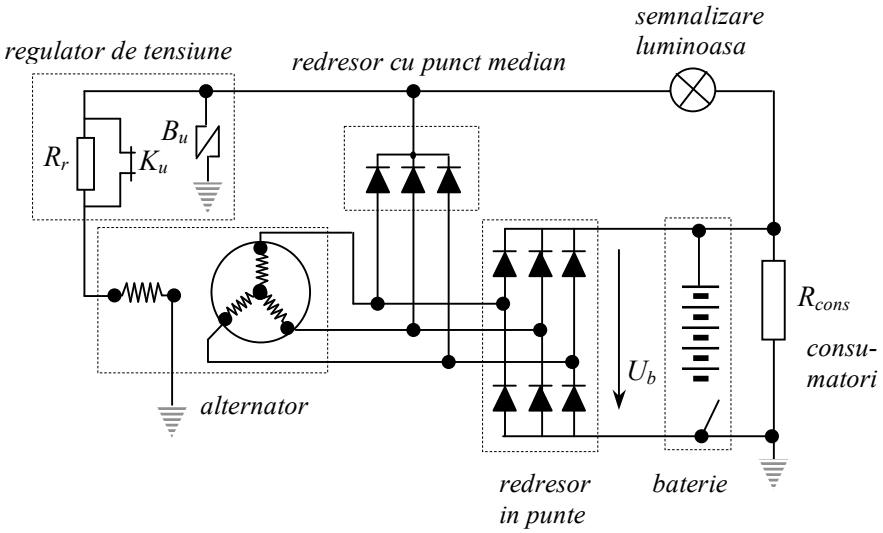


Fig. 5.2
Schema electrică a alternatorului auto cu regulator de tensiune

Este necesară asigurarea unei tensiuni constante la bornele redresorului, cel puțin egală cu tensiunea bateriei. Reglarea tensiunii produse de alternator se realizează variind curentul de excitație al generatorului I_{ex}, prin introducerea în circuitul de excitație, respectiv scurtcircuitarea, unei rezistențe de reglaj R_r, cu ajutorul unui contactor K_u, a cărui comandă este dată de un releu electromagnetic (v. § 2.9); bobina releului B_u este comandată cu o tensiune proporțională cu tensiunea produsă de alternator. Dacă tensiunea produsă de alternator şi redresată de redresorul trifazat cu punct median (pentru excitație) scade sub valoarea tensiunii bateriei, atunci se aprinde becul de semnalizare a faptului că bateria nu se încarcă; în acelaşi timp este sub limita de acționare şi tensiunea aplicată bobinei releului B_u, astfel că se menține închis K_u şi R_r scurtcircuitat; curentul I_{ex} este maxim şi forțează tensiunea produsă de alternator. Când tensiunea produsă de alternator este suficient de mare, becul este stins, semn că tensiunea redresată egalează tensiunea bateriei şi bateria primeşte energie electrică de la alternator. În mod corespunzător, bobina B_u are o cădere de tensiune pe ea suficient de mare pentru a acționa releul şi a deschide K_u, care introduce R_r în circuitul de excitație şi limitează I_{ex}.

Caracteristica de curent $I = I(n)$ a alternatorului este limitată la turații mari în mod natural. La creşterea turației creşte frecvența t.e.m. induse în înfăşurarea statorică şi deci frecvența curentului de fază; reactanța sincronă, care este proporțională cu frecvența, creşte şi limitează creşterea curentului de sarcină al generatorului.

Generatoarele sincrone de medie frecvență cu poli în ghiare se construiesc uzual pentru turații minime în gama (850 ... 1000) rot/min, turații maxime în gama (7000 ... 12000) rot/min, puteri între 100 W şi 5 kW şi tensiuni adaptate tipului de redresor utilizat şi tensiunii bateriei cu care funcționează în tampon.

5.2 Grupuri electrogene folosite pentru încălzirea vagoanelor de călători

În prezent, încălzirea vagoanelor pentru călători se realizează folosind curentul electric în locul aburului supraîncălzit. În fucție de posibilitătile de asigurare a energiei electrice, tensiunile pe care sursele de energie le pot avea sunt 3000V, 1500V curent continuu sau 1500V la 50 Hz, 1000V la 16 $^2/_3$ Hz curent alternativ monofazat (cu toleranțe de –30% şi 20%).

Încălzirea vagoanelor trenurilor echipate cu locomotive diesel electrice şi diesel hidraulice se realizează folosind ca surse de energie electrică grupurile electrogene (motor diesel cuplat cu un generator sincron (alternator)).

Pentru sistemele de încălzire care folosesc curentul continuu obținerea acestuia se realizează cu ajutorul grupului electrogen care debitează pe rezistența de încălzire printr-un redresor static (vezi fig. 5.3). Alimentarea înfăşurării de excitație se face de la un alt generator sincron de putere mică, denumit excitatoare, alimentat chiar de la bornele alternatorului, printr-un regulator de tensiune.

Încălzirea prin curent alternativ monofazat a vagoanelor trenurilor electrice se face preluând energia de la rețeaua monofazată a căii ferate prin intermediul unui autotransformator, care reduce tensiunea până la 1500V, respectiv 1000V.

În cazul liniilor neelectrificate, pentru producerea curentului alternativ monofazat există trei soluții: un alternator monofazat, un alternator trifazat cu conexiuni pentru a debita curent monofazat sau un alternator trifazat debitând pe un redresor cu ajutorul căruia se

realizează curentul continuu, curent continuu care este transformat în curent alternativ monofazat.

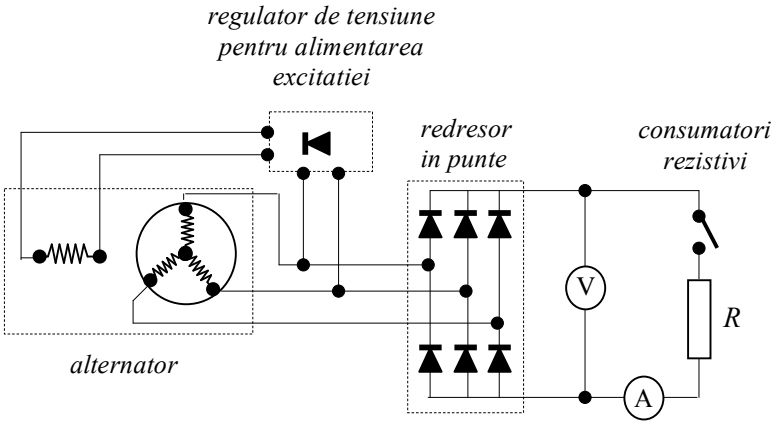


Fig. 5.3 Schema electrică a unui grup pentru încălzirea vagoanelor de tren

Schimbarea conexiunilor unui alternator trifazat pentru a produce curent monofazat (înserind fazele înfăşurării statorului) are dezavantajul slabei folosiri a circuitului magnetic dar avantajul că tensiunea monofazata obținută este cu 15% mai mare decăt tensiunea de linie a generatorului. Folosirea alternatorului trifazat are avantajul folosirii integrale a circuitului magnetic, dar necesitatea redresorului şi a invertorului defavorizează costul şi fiabilitatea sursei.

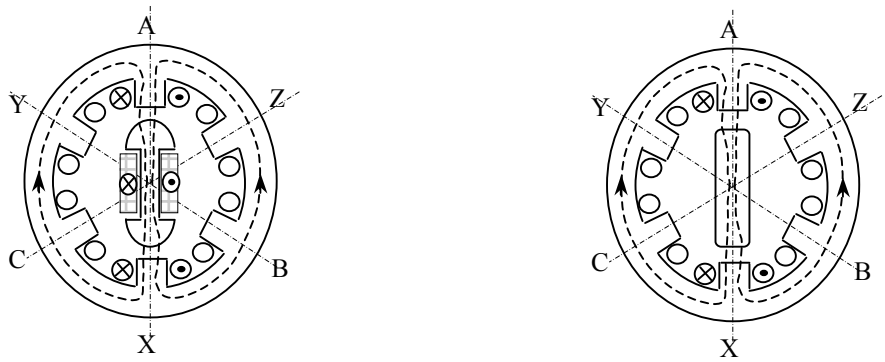
Pentru a avea o imagine a puterii pe care sursele de energie destinate încălzirii şi climatizării trebuie să o aibă, normele UIC care standardizează aceste echipamente, stabilesc puterea maximă de 40kW/ vagon de călători şi 100kW/ vagon restaurant.

5.3 Motorul pas cu pas

Motorul pas cu pas transformă un sistem de impulsuri aplicat înfăşurării statorice într-un sistem de deplasări unghiulare sau liniare discrete. El se mai numeşte motor sincron cu impulsuri. Există mai multe tipuri constructive de motoare pas cu pas:

- cu rotor activ, care, pentru realizarea unui flux inductor în maşină, sunt prevăzute cu înfăşurare de excitație sau cu magneți permanenți (fig. 5.4a);
- cu rotor reactiv, în care armătura rotorică nu are element de excitație, ci numai o pronunțată anizotropie magnetică (fig. 5.4b).

Între armătura rotorică şi statorică se închid liniile unui câmp magnetic produs de înfăşurarea statorică parcursă de curent, la un moment dat. Principiul minimizării energiei magnetice în stările de echilibru ale unui sistem electromagnetic face ca rotorul să se poziționeze astfel încât liniile câmpului magnetic să se închidă pe calea de reluctanță magnetică minimă. **Cuplul electromagnetic** instantaneu $m = \frac{\partial W_m}{\partial \alpha}$ deplasează astfel armătura rotorică până când polii săi ajung față în față cu cei pe care se află înfăşurarea statorică excitată în momentul respectiv. Deplasarea rotorului din această poziție se face întrerupând alimentarea fazei A-A' şi excitând o altă înfăşurare.



a. cu rotor activ **b.** cu rotor reactiv

Fig. 5.4 Tipuri constructive de motoare pas cu pas

În cazul maşinii cu rotor activ, compunându-se câmpul produs de înfăşurarea de excitaţie (sau de magneţii permanenţi rotorici) cu câmpul produs de înfăşurarea statorică, cuplul electromagnetic este mai mare şi poate fi reglat din valoarea curentului de excitaţie. Prin varierea frecvenţei pulsurilor cu care se alimentează înfăşurările statorice se poate varia ritmul deplasărilor rotorului.

Există şi se utilizează şi varianta liniarizată a motorului pas cu pas.

Motoarele pas cu pas pot fi utilizate ca traductoare, pentru transformarea unui sistem de impulsuri electrice într-un sistem de deplasări discrete, de exemplu pentru comanda numerică a maşinilor unelte, în instalaţii de măsurare, numărare şi memorare a informaţiei numerice. Marele avantaj al utilizării ca traductoare a acestor motoare constă în siguranţa şi stabilitatea lor. Ele mai sunt utilizate în sisteme de comandă şi poziţionare, de exemplu în aeronautică, în procese tehnologice automatizate, cu comandă şi urmărire prin calculator, la acţionarea echipamentelor periferice ale calculatoarelor (plottere, imprimante, capete magnetice ale unităţilor de disc şi bandă), etc. În figura 5.5 este reprezentată schema de acţionare, cu motor pas cu pas, a tamburului ce antrenează hârtia de la imprimanta unui calculator.

C - calculator
GI - generator de impulsuri
P - poartă logică
DI - distribuitor de impulsuri
A - amplificator semnal de comandă
MP - motor pas cu pas
T1, T2 - tamburi sincronizaţi
H - hârtia de imprimantă

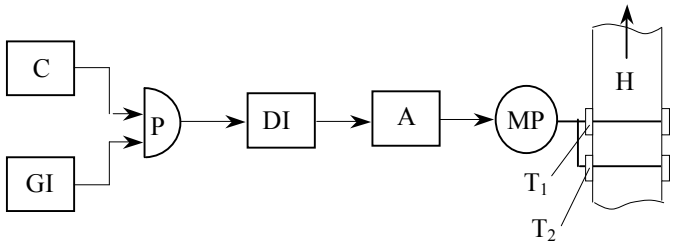


Fig. 5.5 Schemă de acţionare cu motor pas cu pas, pentru hârtia de imprimantă.

Calculatorul este cel care comandă deschiderea şi închiderea porţii logice permiţând trecerea impulsurilor de la generatorul de impulsuri spre distribuitorul de impulsuri, care comandă selectiv înfăşurările motorului pas cu pas, pentru a realiza anumite deplasări ale tamburului de antrenare a hârtiei.

5.4 Selsinele

Selsinele sunt maşini electrice traductoare de la o deplasare unghiulară la un semnal electric, **selsin emiţător**, sau invers, **selsin receptor**. De cele mai multe ori utilizarea selsinelor se face în sisteme de transmisie sincronă a mişcării şi sunt folosite în pereche, câte două selsine identice (selsin emiţător şi receptor). Dacă două mecanisme nu pot fi cuplate mecanic la arbore din diverse motive (de ex.: poziţionarea lor în spaţiu nu o permite), dar ele trebuie să execute aceeaşi mişcare, atunci pot fi cuplate prin intermediul a două selsine, realizându-se aşa numitul arbore electric. Dispozitivul a cărui mişcare trebuie reprodusă este cuplat cu selsinul emiţător; acesta converteşte semnalul mecanic (deplasarea) în semnal electric, îl transmite selsinului receptor, care la rândul lui realizează conversia inversă, transmiţând mişcarea unui alt mecanism.

Construcţia selsinelor este asemănătoare cu a maşinii sincrone clasice: armătura statorică cu crestături şi o înfăşurare trifazată simetrică, iar rotorul cu poli aparenţi sau înecaţi şi cu înfăşurarea de excitaţie conectată însă la o reţea monofazată de curent alternativ. Există şi alte variante constructive, de exemplu cu construcţia inversată, sau cu poziţionarea ambelor înfăşurări pe armătura statorică, cu adăugarea unei înfăşurări de amortizare, etc., construcţii specifice anumitor tipuri de aplicaţii.

Funcţionarea selsinelor în regim indicator presupune existenţa a două selsine identice, conectate ca în figura 5.6, cu înfăşurările de fază statorice interconectate şi cu înfăşurările de excitaţie legate la aceeaşi reţea de curent alternativ: $i_{ex} = I_{ex\ max} \sin \omega t$.

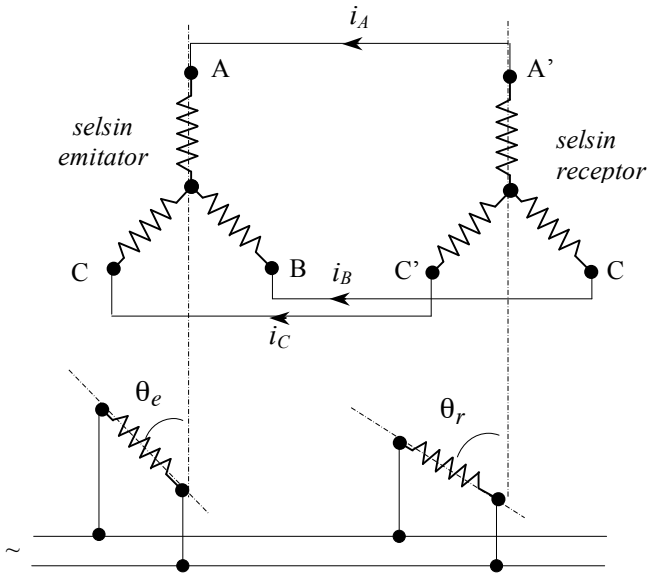


Fig. 5.6
Schema electrică a selsinelor emiţător receptor în regim indicator

Funcţionarea lor se va studia în următoarele ipoteze:
- miezurile magnetice se consideră liniare,
- se neglijează câmpurile magnetice de reacţie,
- se neglijează armonicile din curba câmpului magnetic şi din curba curentului de mers în gol al selsinelor,
- se consideră că rotoarele lor au iniţial poziţiile indicate în figura 5.6, adică axele lor fac unghiurile θ_e şi θ_r cu axele înfăşurărilor de fază (luate ca referinţă).

Prin înfăşurările de excitaţie ale maşinilor trece acelaşi curent i_{ex}, astfel că spirele înfăşurărilor de fază statorice ale celor două maşini vor fi înlănţuite de fluxuri magnetice inductoare, de aceeaşi amplitudine, cu următoarele expresii:

$$\Phi_A = \Phi_{\max}\cos\theta_e \sin\omega t \qquad \Phi_{A'} = \Phi_{\max}\cos\theta_r \sin\omega t$$
$$\Phi_B = \Phi_{\max}\cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\sin\omega t \qquad \Phi_{B'} = \Phi_{\max}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)\sin\omega t$$
$$\Phi_C = \Phi_{\max}\cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right)\sin\omega t \qquad \Phi_{C'} = \Phi_{\max}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)\sin\omega t$$

Variația lor în timp este aceeaşi cu a curentului de excitație, iar valorile depind de poziția în spațiu a înfăşurărilor. Tensiunile electromotoare induse în înfăşurări vor avea şi ele aceeaşi variație în timp, dar valori dependente de poziția rotorului față de fiecare înfăşurare:

$$e_A = E_{\max}\cos\theta_e \cos\omega t \qquad e_{A'} = E_{\max}\cos\theta_r \cos\omega t$$
$$e_B = E_{\max}\cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\omega t \qquad e_{B'} = E_{\max}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\omega t$$
$$e_C = E_{\max}\cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\omega t \qquad e_{C'} = E_{\max}\cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\omega t$$

Fazele fiind conectate în opoziție, tensiunile se compun pe fazele omoloage şi conduc la apariția unor curenți i_A, i_B, i_C, care au aceeaşi formă de variație în timp, dar diferite valori instantanee, dependente de defazajul $\theta_e - \theta_r$.

In ipotezele menționate este permisă adoptarea reprezentării mărimilor armonice în complex simplificat. De exemplu, pentru faza A:

$$\underline{I}_A = \frac{\underline{E}_A - \underline{E}_{A'}}{\underline{Z}_{AA'}}$$

unde $\underline{Z}_{AA'}$ este impedanța echivalentă de pe faza A, respectiv A' a celor două maşini.

Impedanțele sunt identice pe cele trei faze la ambele maşini, iar variația în timp a tuturor mărimilor este aceeaşi (ca şi curentul de excitație). Astfel, interesează doar amplitudinile curenților

$$I_A = I_m\left(\cos\theta_e - \cos\theta_r\right) = 2I_m \sin\frac{\theta_e + \theta_r}{2}\sin\frac{\theta_r - \theta_e}{2},$$
$$I_B = I_m\left[\cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)\right] = 2I_m \sin\left(\frac{\theta_e + \theta_r}{2} - \frac{2\pi}{3}\right)\sin\frac{\theta_r - \theta_e}{2},$$
$$I_C = I_m\left[\cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right)\right] = 2I_m \sin\left(\frac{\theta_e + \theta_r}{2} - \frac{4\pi}{3}\right)\sin\frac{\theta_r - \theta_e}{2}.$$

Între câmpul magnetic din maşini şi înfăşurările parcurse de curenți iau naştere forțe electromagnetice care tind să aducă sistemul la o stare de echilibru corespunzătoare minimizării energiei magnetice a sistemului. Calculând cuplul electromagnetic de sincronizare care acționează asupra rotoarelor selsinelor [G, 1], se demonstrează că acesta depinde de defazajul dintre axele lor: $M = M_{max} \sin(\theta_e - \theta_r)$ şi se anulează când $\theta_e = \theta_r$. Dacă selsinul emițător este poziționat fix, selsinul receptor are tendința de a îi "imita" poziția. În acest fel se realizează transmiterea mişcării.

Utilizarea selsinelor îşi găseşte loc în aplicații de transmisie sincronă a mişcării: comanda maşinilor unelte de copiat, a unor tipuri de laminoare, comanda la distanță a deplasării unor nave sau avioane în regim de pilot automat, comanda la distanță a ecluzelor şi

a vanelor, a diferitelor organe de execuţie ale maşinilor de lucru sau de transport, măsurarea la distanţă a unor parametri de poziţie (nivel, poziţia unor ace indicatoare pe cadranul aparatelor de măsură, etc.), măsurarea unor mărimi ce pot fi convertite în deplasări.

Marele dezavantaj al selsinelor îl reprezintă parametrii lor de performanţă scăzuţi: $\eta \approx 0{,}1$ şi $\cos\varphi \approx 0.25...0.35$.

Este posibilă funcţionarea cu un singur selsin emiţător şi mai multe receptoare, de construcţie identică şi egal încărcate; dacă receptoarele sunt plasate la distanţe diferite, liniile de transmisie se dimensionează cu impedanţele adaptate.

5.5 Motorul serie monofazat cu colector (motorul universal)

Din punct de vedere constructiv, maşinile de curent alternativ cu colector sunt similare maşinilor de curent continuu; apar însă unele modificări constructive tipice funcţionării în curent alternativ, de exemplu realizarea miezului statoric din tole. Maşinile de curent alternativ cu colector combină avantajele maşinilor de c.c. (reglare în condiţii avantajoase a turaţiei) cu cele ale maşinilor de c.a. (sursa de tensiune accesibilă, respectiv reţeaua de distribuţie a energiei, funcţionarea în scheme de acţionare cu recuperarea energiei sau cu reglarea factorului de putere). Siguranţa scăzută în funcţionare, randamentul mai scăzut decât al maşinilor clasice şi costul ridicat recomandă maşinile de curent alternativ cu colector pentru aplicaţii speciale, unde sunt în mod deosebit apreciate anumite proprietăţi ale lor, aşa cum se va arăta în continuare pentru motorul serie monofazat cu colector, cel mai răspândit în aplicaţii.

Acest tip de motor este prevăzut cu trei înfăşurări statorice: o înfăşurare de excitaţie de tip serie, dispusă pe polii statorici principali, o înfăşurare de compensare, dispusă în crestături plasate în tălpile polare şi o înfăşurare de comutaţie, dispusă pe polii auxiliari. Toate cele trei înfăşurări sunt conectate în serie, ca în figura 5.7, deci sunt parcurse de acelaşi curent şi sunt de asemenea înseriate cu înfăşurarea indusului, realizată similar cu cea a maşinii de c.c.

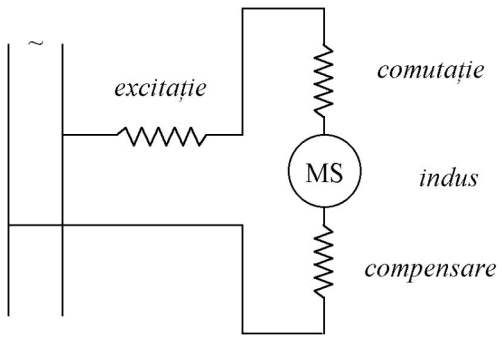


Fig. 5.7
Schema electrică a motorului serie monofazat cu colector

Datorită alimentării în curent alternativ, fluxul magnetic inductor Φ este variabil în timp. În spirele înfăşurării indusului, care se roteşte în câmp magnetic cu turaţia n, se induc tensiuni electromotoare, atât de transformare (datorită variaţiei în timp a fluxului), cât şi de mişcare (datorită deplasării conductoarelor în câmp magnetic), in mod similar alimentarii in c.c. (v. Anexa III)

$$e = e_t + e_m = -k_t \frac{\partial \Phi}{\partial t} + k_e n \Phi,$$

unde constantele k_t şi k_e depind de construcţia maşinii.

Cuplul electromagnetic al maşinii este produs prin interacţiunea dintre câmpul de excitaţie (inductor) pulsatoriu şi curenţii variabili în timp ce străbat înfăşurarea indusului. Deoarece înfăşurările de excitaţie şi a indusului sunt înseriate, fluxul şi curentul variază la fel în timp, iar cuplul electromagnetic care variază practic cu pătratul acestui curent, nu schimbă sensul la schimbarea alternanţei curentului.

Comparativ cu motorul de curent continuu, comutaţia este mai dificilă, datorită prezenţei tensiunii electromotoare induse prin transformare, care se opune schimbării sensului curentului prin secţia care comută. De aceea este necesară înfăşurarea de comutaţie, care compensează local efectul t.e.m. de transformare. Faţă de motorul de curent continuu este mai important şi efectul reacţiunii indusului, de aceea este necesară înfăşurarea de compensare.

Caracteristica mecanică este asemănătoare cu cea a motorului de curent continuu cu excitaţie serie şi permite un reglaj de turaţie eficient, prin variaţia tensiunii la borne, ceea ce se poate realiza cu un autotransformator.

Motorul serie monofazat cu colector se utilizează în tracţiunea feroviară de curent alternativ, la puteri de ordinul (400....800) kW. Datorita alimentării de la o reţea monofazată, acest motor este mult utilizat la puteri mai mici de 1 kW (fără înfăşurări de comutaţie şi compensare), pentru aparatura electrocasnică (aspirator, mixer, blender, masina de macinat cafea, etc.) şi la acţionarea unor maşini unelte care au nevoie de cuplu mare la pornire (de exemplu: maşina electrică de găurit, fierăstrăul mecanic, alte maşini-unelte portabile acţionate electric).

Motorul serie monofazat cu colector se mai numeşte *motor universal* deoarece poate funcţiona şi alimentat la tensiune continuă (ca un motor de c.c. serie), la parametri apropiaţi cazului alimentării în curent alternativ.

5.6 Motoare asincrone trifazate utilizate în tracţiunea electrică

Robusteţea şi simplitatea constructivă, preţul de fabricaţie scăzut, fiabilitatea ridicată împreună cu performanţele electromecanice foarte bune fac din motorul asincron cea mai eficientă maşină de acţionare electrică. Singurul său punct slab, reglarea de turaţie dificilă şi prea puţin eficientă prin metodele clasice (reglarea reostatică sau reglarea prin variaţia tensiunii) este în prezent eliminat prin utilizarea metodei de reglare simultană a tensiunii şi frecvenţei de alimentare, ceea ce se realizează la nivelul unui invertor comandat (metoda prezentată în § 3.2.6).

Incepând cu anul 1970 au apărut primele locomotive electrice care înlocuiau, în sistemul de tracţiune, motorul de c.c. cu motorul asincron trifazat. Noul sistem permitea, cel puţin într-o primă fază, modernizarea locomotivelor existente, aducând o serie de avantaje:

- creşterea siguranţei, fiabilităţii şi duratei de viaţă a sistemului de tracţiune prin utilizarea unor motoare mai robuste;
- creşterea vitezei de transport, lucru permis prin utilizarea motoarelor asincrone la turaţii mai mari de 2-3 ori decât cele de c.c.;
- scăderea cheltuielilor de fabricaţie şi exploatare; îmbunătăţirea randamentului pentru întregul mijloc de transport prin introducerea unei maşini electrice cu randament ridicat şi de putere mai mare, în condiţiile menţinerii greutăţii şi gabaritului.

Prototipul locomotivei cu tracţiune prin motoare asincrone trifazate a fost locomotiva Diesel-electrica DE 2500, produsă de firma germană Henschel-BBC în 1970, iar în următorii douăzeci de ani s-au construit şi au început să circule în Europa peste 1000 de locomotive electrice şi Diesel-electrice moderne, modele din ce în ce mai performante, cu puteri de la

1800 kW până la 2600 kW şi la viteze de până la 250 km/h. Modelul de tracțiune în curent alternativ trifazat cu motoare asincrone, promovat de specialiştii firmei Brown Boveri, ulterior ABB (ASEA Brown Boveri), a rămas şi astăzi patentul acestei firme, dar echipează locomotive produse în mai multe țări Europene. De exemplu, locomotiva Diesel-electrică DE 1024 produsă după 1990 în Germania este echipată cu 6 motoare de tracțiune tetrapolare, asincrone trifazate, cu rotorul în colivie, având datele nominale următoare:
P_n = 360 kW, U_n = 2184 V, I_n = 130 A, f_n = 172 Hz, n_n = 3390 rot/min şi masa de 2040 kg.

Motoarele sunt plasate câte trei în fiecare dintre cele două boghiuri (fig. 5.8), cele două grupuri de câte trei motoare fiind alimentate de la două invertoare comandate, realizate cu tiristoare de putere rapide, cu comandă de blocare pe poartă (tip GTO Gate-Turn-Off), sau cu tranzistoare de putere.

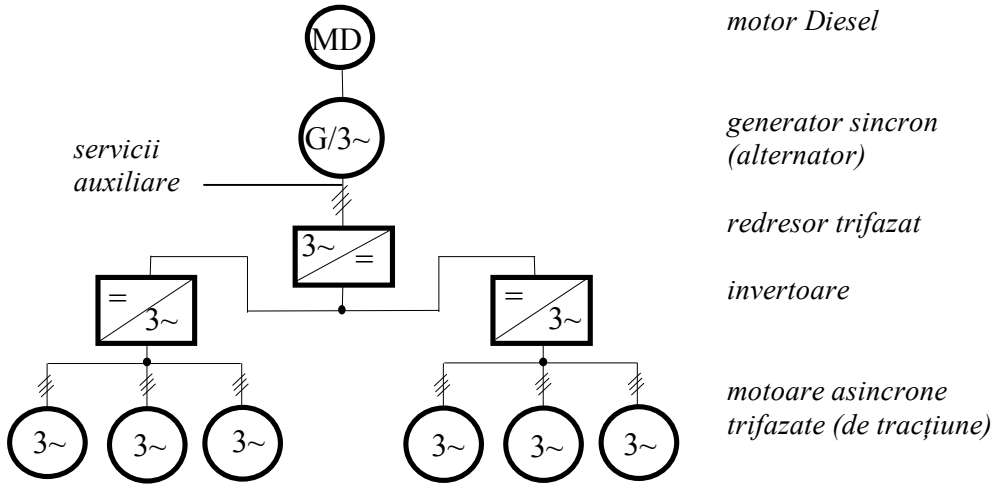


Fig. 5.8 Schema electrică de principiu pentru locomotiva DE 1024

Utilizarea, după 1980, a tiristoarelor GTO în locul celor clasice a permis creşterea puterii modulelor, simultan cu reducerea numărului de elemente semiconductoare care echipează invertoarele; se explică astfel de ce a crescut considerabil fiabilitatea mutatoarelor, dar şi puterea la care acestea pot fi construite. Blocul de comandă al invertoarelor include un sistem cu microprocesor. In afară de alimentarea motoarelor, generatorul sincron trifazat, care converteşte energia primită de la motorul Diesel în energie electrică, asigură şi alimentarea cu energie electrică a "serviciilor auxiliare" (iluminat, încălzire, sistemul de frânare electromagnetică, etc.).

Considerente de ordin ecologic (reducerea poluării) şi economic (transport rapid pe distanțe mari şi ieftin, la un randament cât mai bun), caracteristice lumii moderne, au impus în transportul feroviar locomotivele electrice. In Europa de azi şi în Japonia se străbat cu trenul, în mod curent, distanțe de mii de kilometri, cu trenurile de tip Intercity, la viteze medii de (200 ... 250) km/h.

Majoritatea modelelor de locomotive electrice utilizate sunt acționate cu motoare asincrone cu rotor în colivie, alimentate prin invertoare, sistem de tracțiune asemănător celui de la locomotivele Diesel electrice, prezentat anterior. Schema electrică utilizată în cazul acestor locomotive asigură adaptarea parametrilor electrici ai rețelei de alimentare la nivelul datelor nominale ale motorului asincron de tracțiune. De exemplu, în figura 5.9 se prezintă

schema de principiu a alimentării unui motor asincron în cazul unei rețele de alimentare de tensiune alternativă. Transformatorul de adaptare are mai multe înfăşurări secundare: una sau două pentru serviciile auxiliare, iar celelalte (4, 6 sau 8) pentru schemele de alimentare ale motoarelor asincrone de tracțiune.

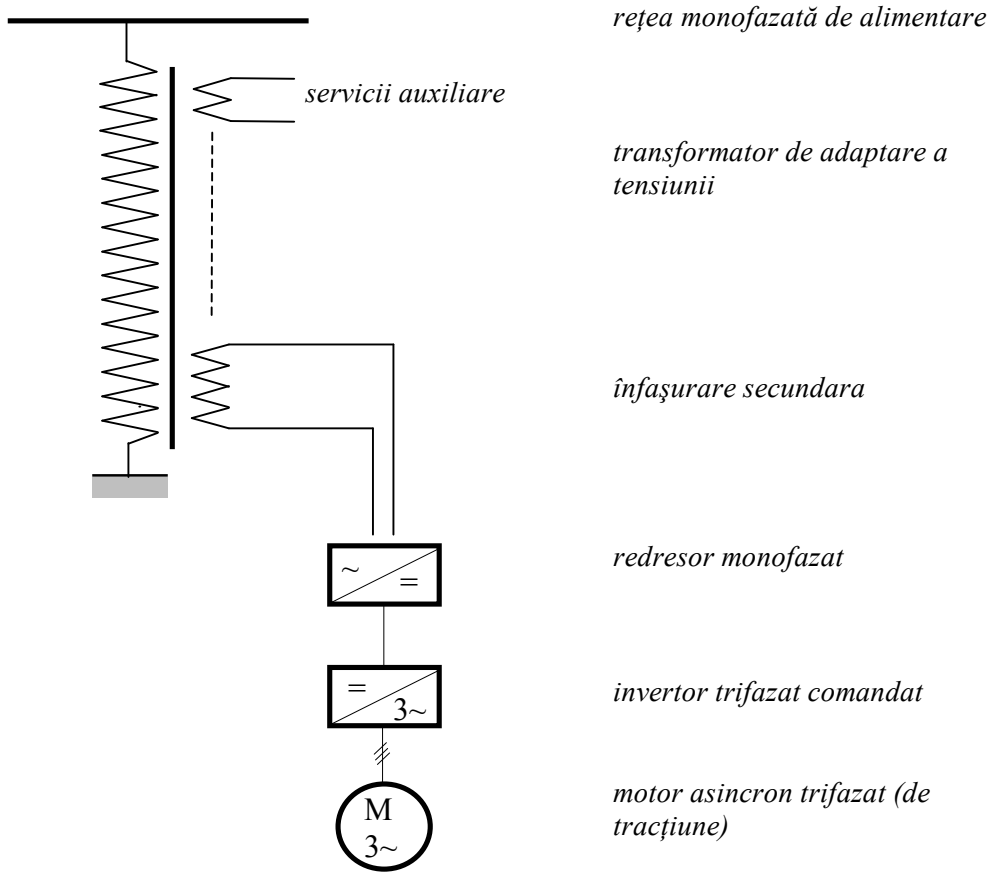


Fig. 5.9 Schema electrică de principiu pentru alimentarea unui motor din schema de tracțiune cu motoare asincrone a locomotivei electrice

In Europa există în prezent patru sisteme de rețele electrice de alimentare pentru transportul feroviar:

* 25 kV, 50 Hz în nordul Franței, Portugalia, cea mai mare parte a Marii Britanii, Finlanda, Danemarca, cea mai mare parte a Europei de Est (Ungaria, sudul şi estul Cehiei, Slovacia, România, Bulgaria, Serbia);
* 1,5 kV c.c. în sudul Franței şi Olanda;
* 15 kV, 16 şi 2/3 Hz în Germania, Austria şi țările Scandinave;
* 3 kV c.c. în Spania, Italia, Belgia, Slovenia, Croația, Polonia şi Nordul Cehiei, la care se adaugă un sistem de alimentare în c.c. la 750 V, prin calea de rulare, practicat în sudul Marii Britanii, inclusiv zona Londrei şi a suburbiilor.

In situația intensificării traficului trans-European a devenit necesară construcția locomotivelor cu dublu sistem de alimentare, pentru evitarea opririlor şi întârzierii trenurilor la frontiere. Astfel, în schema electrică se prevede posibilitatea alimentării invertorului prin redresor de la rețeaua de tensiune alternativă, cât şi direct, de la rețeaua de tensiune continuă.

Locomotivele de putere mare, 5 - 6 MW sunt dotate cu 4, 6 sau 8 motoare de tracţiune, poziţionate în rama boghiurilor, de obicei suspendate, pentru a putea permite transmisia mişcării la osii printr-un sistem cât mai simplu, mai sigur şi economic.

Construcţia motorului este tetrapolară, turaţia nominală este de cca. 1500 rot/min, dar poate dezvolta turaţii maxime de 4000 - 4500 rot/min. Condiţiile de amplasare şi funcţionare limitează puterea unui motor la cca. 1500 kW la construcţiile obişnuite. Axul motorului este supus la solicitări mecanice importante şi de aceea se realizează din oţel înalt aliat. Datorită alimentării, în regim de durată, la frecvenţe ridicate (100 - 150 Hz), pierderile în miezul feromagnetic şi în înfăşurarea statorului sunt ridicate, iar pentru evacuarea căldurii se realizează canale longitudinale în jugul statoric, sunt prevăzute sisteme de ventilaţie, sau chiar se realizează construcţii deschise (fără carcasă). Rotorul, cu înfăşurarea în colivie, are şi el canale axiale de răcire în zona jugului.

Alimentarea prin invertor permite pornirea şi reglarea turaţiei motorului prin variaţia frecvenţei. La pornire frecvenţa creşte de la valori de sub 1 Hz, iar variaţia turaţiei este, pe toată gama de reglaj, direct proporţională cu variaţia frecvenţei (relaţia 3.47). Până la turaţia de cca. 30% din turaţia nominală, respectiv până la atingerea tensiunii nominale, reglajul se face în condiţiile menţinerii raportului U_1/f_1 = const.; acest lucru permite reglarea turaţiei la putere constantă (respectiv la flux magnetic Φ constant) (relaţia 3.48). Pentru turaţii mai mari tensiunea se menţine constantă, iar variaţia frecvenţei impune variaţia invers proporţională a fluxului magnetic (fig. 5.10).

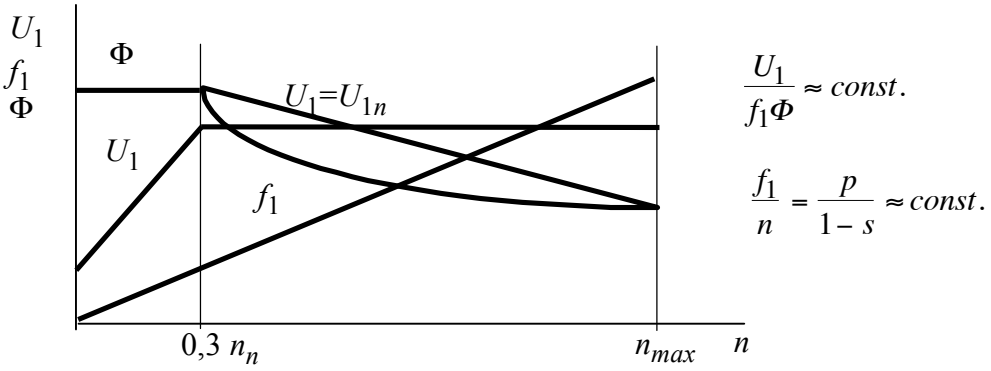


Fig. 5.10 Caracteristicile de reglaj pentru motorul asincron de tracţiune

Un exemplu este cel al motoarelor asincrone utilizate la o variantă constructivă a locomotivei electrice a trenului care circulă prin tunelul de sub canalul Mânecii, între Franţa şi Marea Britanie. Locomotiva are o putere maximă de 5,6 MW şi o viteză maximă de 160 km/h. Sistemul de tracţiune cuprinde şase motoare asincrone, hexapolare, în clasa de izolaţie H, cu sistem de ventilaţie forţată şi având datele nominale:

P_n = 960 kW, U_n = 2,18 kV, I_n = 318 A, n_n = 1100 rot/min, f_n = 56 Hz.

Turaţia maximă, de 2707 rot/min este atinsă la frecvenţa de 139,3 Hz.

Alimentarea motoarelor se face prin grupuri convertoare de frecvenţă, bidirecţionale cu tiristoare GTO, care permit atât alimentarea motorului (câte două motoare la fiecare grup convertor) cu tensiune şi frecvenţă variabile, cât şi recuperarea energiei în regim de frânare recuperativă.

Comanda invertoarelor se realizează prin microprocesor. Funcţionarea convertoarelor asigură menţinerea factorului de putere în reţea între 0,95 şi 1. Convertoarele sunt capsulate şi

răcite în ulei. (Datele sunt preluate din articolul "Le Shuttle - la locomotive de l'Eurotunnel", de Richard Treacy, apărut în Revue ABB, vol. 4/94).

Firma ABB produce şi module integrate, care încorporează motorul asincron şi invertorul GTO de alimentare.

In majoritatea ţarilor Europene, în SUA şi Japonia s-a adoptat sistemul de tracţiune în curent alternativ cu motoare asincrone şi în transportul urban (tramvai, metrou şi linii care combină transportul subteran cu cel de suprafaţă). Evoluţia soluţiilor constructive este datorată progresului în realizarea convertoarelor economice şi performante, a comenzilor automate prin microprocesor, iar acţionarea cu motor asincron alimentat la tensiune şi frecvenţă reglabile asigură mijlocului de transport, comparativ cu schema bazată pe motor de c.c., avantaje privind comfortul şi eficienţa sistemului de transport: demaraj şi frânare rapide şi fără şocuri, adaptarea simplă a vitezei la traseu şi la variaţiile de cuplu, fiabilitate mărită şi întreţinere mai simplă.

SNCFR nu foloseşte încă sistemul de tracţiune în curent alternativ, dar acesta se va impune în următorii ani, din necesitatea conectării cu magistralele feroviare trans-Europene şi alinierea la standardele de viteză şi siguranţă în trafic, impuse de legăturile cu Comunitatea Europeană. De mai mulţi ani se fac în ţară cercetări pentru adaptarea la curent alternativ a tracţiunii mijloacelor de transport urbane (metrou, tramvai, troleibus), dar soluţiile constructive nu au fost încă adoptate pentru producţie de serie şi în România tracţiunea electrică este încă bazată pe sistemul cu motoare de c.c.